

3-15-02

日 本 国 特 許 庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application:

2000年 3月15日

出 願 番 号
Application Number:

特願2000-077857

出 願 人
Applicant(s):

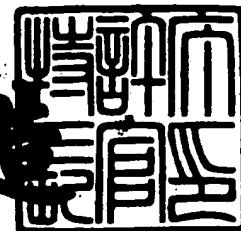
ソニー株式会社
ソニー インターナショナル (ヨーロッパ) ゲゼルシャ
フト ミット ベシュレンクテル ハフツング

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 1月 5日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及 川 耕 進



出証番号 出証特2000-3108649

【書類名】 特許願

【整理番号】 0000220508

【提出日】 平成12年 3月15日

【あて先】 特許庁長官 近藤 隆彦 殿

【国際特許分類】 H04L 7/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都品川区北品川 6丁目7番35号ソニー株式会社内

【氏名】 臼居 隆志

【発明者】

【住所又は居所】 ドイツ連邦共和国 ディー-70736 フェルバッハ
シュトゥットウガルター シュトラーセ 106 シュ
トゥットウガルト テクノロジーセンター内

【氏名】 ボーンケ ラルフ

【発明者】

【住所又は居所】 ドイツ連邦共和国 ディー-70736 フェルバッハ
シュトゥットウガルター シュトラーセ 106 シュ
トゥットウガルト テクノロジーセンター内

【氏名】 ドレ トーマス

【発明者】

【住所又は居所】 ドイツ連邦共和国 ディー-70736 フェルバッハ
シュトゥットウガルター シュトラーセ 106 シュ
トゥットウガルト テクノロジーセンター内

【氏名】 コンシャック ティノ

【特許出願人】

【識別番号】 000002185

【氏名又は名称】 ソニー株式会社

【代表者】 出井 伸之

【特許出願人】

【識別番号】 598094506

【氏名又は名称】 ソニー インターナショナル (ヨーロッパ) ゲゼル
シャフト ミット ベシュレンクテル ハフツング

【代理人】

【識別番号】 100082740

【弁理士】

【氏名又は名称】 田辺 恵基

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 048253

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【物件名】 委任状 1

【包括委任状番号】 9709125

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 データ変調方法及びデータ変調装置並びに通信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

伝送データをデータシンボルにエンコードするエンコードステップと、

複数の同期パターンを時系列に、

IA-A-IA-A-A-IA-A-IA-IA (ただし、IAは同期パターンA を位相シフトしたもの)

という構造を含むように並べた参照シンボルを上記データシンボルに挿入する挿入ステップと、

上記参照シンボルが挿入されたデータシンボルを無線周波数の信号に変調する変調ステップと

を具えることを特徴とするデータ変調方法。

【請求項 2】

上記変調ステップでは、直交周波数分割多重 (OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式により変調を行う

ことを特徴とする請求項 1 に記載のデータ変調方法。

【請求項 3】

伝送データをデータシンボルにエンコードするエンコードステップと、

複数の同期パターンを時系列に、

A-IA-A-IA-IA-A-IA-A-A (ただし、IAは同期パターンA を位相シフトしたもの)

という構造を含むように並べた参照シンボルを上記データシンボルに挿入する挿入ステップと、

上記参照シンボルが挿入されたデータシンボルを無線周波数の信号に変調する変調ステップと

を具えることを特徴とするデータ変調方法。

【請求項 4】

上記変調ステップでは、直交周波数分割多重 (OFDM:Orthogonal Frequency Di

vision Multiplexing) 方式により変調を行う

ことを特徴とする請求項 3 に記載のデータ変調方法。

【請求項 5】

伝送データをデータシンボルにエンコードするエンコードステップと、

複数の同期パターンを時系列に、

IB-IB-IB-IB-B-B-B-B-IB (ただし、IBは同期パターンB を位相シフトしたもの)

という構造を含むように並べた参照シンボルを上記データシンボルに挿入する挿入ステップと、

上記参照シンボルが挿入されたデータシンボルを無線周波数の信号に変調する変調ステップと

を具えることを特徴とするデータ変調方法。

【請求項 6】

上記変調ステップでは、直交周波数分割多重 (OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式により変調を行う

ことを特徴とする請求項 5 に記載のデータ変調方法。

【請求項 7】

伝送データをデータシンボルにエンコードするエンコードステップと、

複数の同期パターンを時系列に

B-B-B-B-IB-IB-IB-IB-B (ただし、IBは同期パターンB を位相シフトしたもの)

という構造を含むように並べた参照シンボルを上記データシンボルに挿入する挿入ステップと、

上記参照シンボルが挿入されたデータシンボルを無線周波数の信号に変調する変調ステップと

を具えることを特徴とするデータ変調方法。

【請求項 8】

上記変調ステップでは、直交周波数分割多重 (OFDM:Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式により変調を行う

ことを特徴とする請求項 7 に記載のデータ変調方法。

【請求項 9】

伝送データをデータシンボルにエンコードするエンコード手段と、
複数の同期パターンを時系列に、

IA-A-IA-A-A-IA-A-IA-IA （ただし、IAは同期パターンA を位相シフトした
もの）

という構造を含むように並べた参照シンボルを上記データシンボルに挿入する参
照シンボル挿入手段と、

上記参照シンボルが挿入されたデータシンボルを無線周波数の信号に変調する
変調手段と

を具えることを特徴とするデータ変調装置。

【請求項 1 0】

伝送データをデータシンボルにエンコードするエンコード手段と、
複数の同期パターンを時系列に、

IB-IB-IB-IB-B-B-B-B-IB （ただし、IBは同期パターンB を位相シフトした
もの）

という構造を含むように並べた参照シンボルを上記データシンボルに挿入する参
照シンボル挿入手段と、

上記参照シンボルが挿入されたデータシンボルを無線周波数の信号に変調する
変調手段と

を具えることを特徴とするデータ変調装置。

【請求項 1 1】

伝送データをデータシンボルにエンコードするエンコード手段と、
複数の同期パターンを時系列に、

IA-A-IA-A-A-IA-A-IA-IA （ただし、IAは同期パターンA を位相シフトした
もの）

という構造を含むように並べた参照シンボルを上記データシンボルに挿入する参
照シンボル挿入手段と、

上記参照シンボルが挿入されたデータシンボルを無線周波数の信号に変調する

変調手段と、

変調した信号を送受信するアンテナと、

受信した信号の参照シンボルと遅延された参照シンボルとの相関値を求め、同期を検出する同期検出手段と

を具えることを特徴とする通信装置。

【請求項 1 2】

伝送データをデータシンボルにエンコードするエンコード手段と、

複数の同期パターンを時系列に、

IB-IB-IB-IB-B-B-B-B-IB （ただし、IBは同期パターンB を位相シフトしたもの）

という構造を含むように並べた参照シンボルを上記データシンボルに挿入する参照シンボル挿入手段と、

上記参照シンボルが挿入されたデータシンボルを無線周波数の信号に変調する変調手段と、

変調した信号を送受信するアンテナと、

受信した信号の参照シンボルと遅延された参照シンボルとの相関値を求め、同期を検出する同期検出手段と

を具えることを特徴とする通信装置。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明はデータ変調方法及びデータ変調装置並びに通信装置に関し、例えば、受信時に同期符号系列（以下、これを参照シンボルと呼ぶ）を使用してフレーム及びパケットの同期を獲得するOFDM方式を用いたデジタル通信システムに適用して好適なものである。

【 0 0 0 2】

【従来の技術】

近年、OFDMのデジタル通信システムとしては、その進歩に伴い、種々の標準化委員会によって標準化が進められている。そして、近い将来には、これら

異なる標準化委員会によって標準化されたOFDM方式のデジタル通信システムが同じ周波数帯域内で混在して使用されることが想定されている。

【0003】

実際に、OFDM方式のデジタル通信システムにおいては、IEEE (Institute of Electrical Electronics Engineers) 802.11aが仕様書(P802.11a/D7.0 July1999)を作成して標準化を進めていると共に、BRAN (Broadband and Radio Access Network) も仕様書(<DTS/BRAN030003-1>V0.j(1999-09))を作成して標準化を進めている。

【0004】

また、高速無線アクセス部会/無線アクセス作業班もすでに仕様書(「MMAC (Multimedia Mobile Access Communication Systems Promotion Council) 高速無線アクセスシステム無線アクセス機能仕様書Ver.1.1」H11.11.11 マ高無44-4)を作成して標準化を進めていると共に、5GHz帯移動アクセス特別部会/ATM (Asynchronous Transfer Mode) 作業班も同様に仕様書(「MMAC (Multimedia Mobile Access Communication Systems Promotion Council) 高速無線アクセスシステム無線アクセス機能仕様書Ver.1.1」H11.11.11 マ高無44-4)を作成して標準化を進めている。

【0005】

これに加えて、現在日本においては、OFDM方式のデジタル通信システムとして、IEEE1394を無線化するためのシステムである「無線ホームリンク」が標準化中である。

【0006】

ここで、先に述べたIEEE802.11a、BRAN、高速無線アクセス部会/無線アクセス作業班及び5GHz帯移動アクセス特別部会/ATM作業班によって標準化されたOFDM方式のデジタル通信システムにおいては、すでに同期方法が決まっている。

【0007】

一方、無線ホームリンクを使用するOFDM方式のデジタル通信システムにおいては、未だ同期方法が決まっていけないものの、他の4つのデジタル通信

システムとは異なる参照シンボルを定義することが提唱されている。

【 0 0 0 8 】

そして、特願平10-330208 号（特開平11-215097 号公報）には、その一部に参照シンボルの構成が示されていると共に、参照シンボルの検出方法及び周波数誤差の捕捉方法が示されている。

【 0 0 0 9 】

ここで、従来の同期方法とその参照シンボルの構成について述べる。デジタル通信システムにおいては、一般的に送信側と受信側とで同期をとって動作している。すなわち、送信機と受信機とのタイミング及び周波数を同期させる必要がある。例えば、高速フーリエ変換（これは、Fast Fourier Transformと表され、以下、これをFFTと呼ぶ）ユニットのシンボルタイミングを同期させなければならない。

【 0 0 1 0 】

同期をとるためには、通常、独特のタイミングシーケンスを有するシンボル、すなわち参照シンボルを送信するようになされている。この参照シンボルは、通常、伝送するデータに重畳されて送信される。

【 0 0 1 1 】

實際上、参照シンボルは、図 1 8 に示すように、F 個のシンボルからなる伝送フレーム、いわゆるバーストフレームに、その先頭シンボルとして挿入されて送信されている。因みに、参照シンボルと先頭のデータシンボル # 1 の間及び各データシンボル間には、マルチパス環境下においても、シンボル間の干渉（これは、Intersymbol Interferenceと表され、以下、これをISIと呼ぶ）が生じないように、いわゆるガードインターバルが設けられている。

【 0 0 1 2 】

そして、受信側における参照シンボルの識別、すなわち同期におけるタイミングは、参照シンボルが含まれる受信信号と、遅延された受信信号との時間軸上における相関関係によって決定される。

【 0 0 1 3 】

その相関値の最大値は、同期を取るために用いられており、参照シンボルの最

終サンプルの位置に可能な限り正確に一致するようになされる。因みに、参照シンボルは、相関値の最大値を容易に検出できるように、複数の同期パターン（これは、Synchronisation Pattern と表され、以下、これを S P と呼ぶ）で構成され、同期パターンが 1 参照シンボル期間に複数回現れるようになされている。

【 0 0 1 4 】

ここで、図 1 9 (A) 及び (B) は、時間軸上の長さが N_{sp} である同期パターンが、 N/N_{sp} 回繰り返される、長さが N の参照シンボルの構造又はフォーマットを示す図である。

【 0 0 1 5 】

例えば、OFDM 方式のデジタル通信システムシステムにおいて、所望の構造を有するシンボルは、離散フーリエ変換（これは、Discrete Transformation と表され、以下、これを DFT と呼ぶ）の係数を逆高速フーリエ変換（これは、Inverse Fast Fourier Transformation と表され、以下、これを IFFT と呼ぶ）することにより効率的に生成することができる。

【 0 0 1 6 】

従って、長さが (1) 式

【 0 0 1 7 】

【数 1】

$$T_s * \left[\frac{N_{sp}}{N} \right] \quad \dots\dots (1)$$

【 0 0 1 8 】

で表される (N/N_{sp}) 個の同期パターンを有し、長さが T_s の参照シンボルを生成するためには、単に全ての (N/N_{sp}) 次の DFT 係数（周波数領域における全ての (N/N_{sp}) 次のサブキャリア）を変調するだけでよい。例えば $N=64$ 、 $N_{sp}=16$ のとき、 ± 4 、 $\pm 8 \dots$ のサブキャリアを変調するだけでよい。

【 0 0 1 9 】

因みに、 N は、1 つの参照シンボル内の総サンプル数、すなわち参照シンボルの 1 周期を表し、 N_{sp} は、1 つの同期パターン内のサンプル数を表し、 N_{guard}

は、シンボル間の干渉 (ISI) を防止するために挿入されたガード区間のサンプル数を表す。また、いわゆる相関窓 (Correlation Window) の期間は、(2) 式

【0020】

【数2】

$$N + N_{\text{guard}} - N_{\text{sp}} \quad \dots\dots (2)$$

【0021】

で表される。

【0022】

そして、入力データストリームの時間領域における相関値 $R(i)$ は、(3) 式

【0023】

【数3】

$$R(i) = \sum_{n=0}^{N+N_{\text{guard}}-N_{\text{sp}}-1} y(i-n) \cdot y^*(i-n-N_{\text{sp}}) \quad \dots\dots (3)$$

【0024】

で表されるように、受信信号とその共役複素信号とを乗算した後、それらを相関窓に含まれるサンプル数分累積したものである。

【0025】

ここで、(3) 式に従って相関値 $R(i)$ を算出するための回路構成を図20に示す。この図20に示すように、入力データ (すなわち、受信データ) は、遅延器81及び乗算器83に供給され、遅延器81は、入力データを N_{sp} 間、すなわち1同期パターン分遅延して共役複素関数器82に供給する。

【0026】

共役複素関数器82は、遅延器81で遅延された入力データの共役複素データを求めて乗算器83に供給する。乗算器83は、入力データと、共役複素関数器82から与えられる共役複素データとを乗算し、得られる乗算データを遅延器84及び加算器85に供給する。

【0027】

遅延器 84 は、乗算データを相関窓の期間遅延して、減算器 86 に供給する。この減算器 86 には、加算器 85 の出力データが供給されており、減算器 86 は、この出力データから、遅延器 84 で遅延された乗算データを減算し、得られる減算データを、1 単位の遅延時間を有する遅延器 87 に供給する。遅延器 87 は、減算データを遅延して加算器 85 に供給する。加算器 85 は、乗算器 83 からの乗算データと、遅延器 87 で遅延された減算データとを加算して、得られる出力データを減算器 86 に供給する。

【0028】

かくして、受信データは、同期パターンの区間遅延されたそれ自身と相関付けられる。そして、相関値 $R(i)$ は、相関窓の期間累積される。減算器 86 の出力である相関値 $R(i)$ は、最大値検出回路（図示せず）によって、その絶対値 $(|R(i)|)$ の最大値が検出される。従って、受信される参照シンボルの最終サンプルの時間的な位置が決定される。そして、この時間情報は、受信機のシンボルタイミング信号として用いられる。

【0029】

この場合、(3) 式に示す累積値で表される相関値 $R(i)$ の値は、後述するようにある位置で最大となる。そして、その最大値を検出することによって受信機における正確なシンボルタイミングが決定される。因みに、相関値 $R(i)$ の最大値の検出は参照シンボルのみによって行われている。

【0030】

また、現在のシンボルが参照シンボルであるかの決定は、所定の閾値に基づいて行われる。すなわち、相関値 $R(i)$ の絶対値 $|R(i)|$ がその閾値を超える間の当該絶対値 $|R(i)|$ の値の最大値をもって、参照シンボルの検出及び同期タイミングとする。

【0031】

なお、周波数オフセットの検出方法及び位相シフトの効果については、上述した特願平10-330208 号（特開平11-215097 号公報）に詳述されている。そして、このような方法に基づいて従来のデジタル通信システムにおいては、同期符号

系列が最適化されて用いられてきた。

【 0 0 3 2 】

ここで、従来の参照シンボルの発生方法を以下に説明する。いずれの参照シンボルも64ポイントのIFFTを用いて発生する。そして、IFFTの入力符号系列には3種類の複素数列があり、それぞれSA、SB、SCと名付けられている。因みに、SA、SB、SCの内容は(4)式、(5)式、(6)式

【 0 0 3 3 】

【数4】

$$S A_{-26, 26} = \sqrt{(13/6)^*} \{0, 0, 0, 0, S1, 0, 0, 0, S2, 0, 0, 0, \\ S3, 0, 0, 0, S4, 0, 0, 0, S5, 0, 0, 0, \\ S6, 0, 0, 0, S7, 0, 0, 0, S8, 0, 0, 0, \\ S9, 0, 0, 0, S10, 0, 0, 0, S11, \\ 0, 0, 0, S12, 0, 0, 0, 0\} \\ S1..12 = (-1+j), (1+j), (+1-j), (-1-j), (-1+j), (-1-j), \\ (-1+j), (-1-j), (-1+j), (-1-j), (1-j), (1+j) \\ \dots\dots (4)$$

【 0 0 3 4 】

【数5】

$$S B_{-26, \dots, 26} = \sqrt{(13/6)^*} \{0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, \\ -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, \\ 0, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, \\ 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, \\ 1+j, 0, 0\} \\ \dots\dots (5)$$

【0035】

【数6】

$$SC_{-26 \dots 26} = \{ +1, +1, -1, -1, +1, +1, -1, +1, -1, +1, +1, +1, +1, +1, +1, -1, -1, \\ +1, +1, -1, +1, -1, +1, +1, +1, 0, +1, -1, -1, +1, +1, -1, \\ +1, -1, +1, -1, -1, -1, -1, -1, +1, +1, -1, -1, +1, -1, +1, -1, \\ +1, +1, +1, +1 \}$$

..... (6)

【0036】

で表される。

【0037】

系列Aとは、SAをIFFTに入力した場合に当該IFFTから出力される出力信号のうち、最初の16サンプルの繰り返し単位である。

【0038】

また、系列Bとは、SBをIFFTに入力した場合に当該IFFTから出力される出力信号のうち、最初の16サンプルの繰り返し単位である。

【0039】

さらに、系列Cとは、SCをIFFTに入力した場合に当該IFFTから出力される出力信号の64サンプル又は、その64サンプルの最後尾から時間軸に沿って過去に逆のぼった16サンプルの繰り返し単位である。

【0040】

そして、各デジタル通信システムの参照シンボルは、系列A及び系列Bを組み合わせるにより構成されている。

【0041】

因みに、IEEE802.11aでは、図21に示すように参照シンボルが構成され、当該参照シンボルは図22に示すような波形を示す。また、BRANのBCH用では、図23に示すように参照シンボルが構成され、当該参照シンボルは図24に示すような波形を示す。さらに、BRANのUL用では、図25に示すように参照シンボルが構成され、当該参照シンボルは図26に示すような波形

を示す。そして、高速無線アクセスシステム (HISWAN) の U L 用では、図 2 7 に示すように参照シンボルが構成され、当該参照シンボルは図 2 8 に示すような波形を示す。

【 0 0 4 2 】

ところで、参照シンボルの検出には、当該参照シンボルの構成によらず、図 2 9 に示す構成の相関器を用いた同期検出が考案されている。なお、参照シンボルの C 領域は伝送路推定に用いるため、どのデジタル通信システムでも共通に同じ波形を使用している。

【 0 0 4 3 】

ここで、図 3 0 (A) 及び (B) 並びに図 3 1 (A) 及び (B) に示すように、相関器出力の振幅 (最上段) は、0 から 1 までの値をとる。平坦な 1 の値が続いたり、鋭いピークを持った形をしているが、それぞれ少しずつ波形が異なる。中段と下段は、実部と虚部の振幅である。実部は + 1 から - 1 までの間の値を取り、上段のピーク位置における符号の組み合わせによって、図 3 2 に示すように、プリアンプルの区別ができる。

【 0 0 4 4 】

ただし、IEEE 8 0 2 . 1 1 a と B R A N の U L とは区別が困難であるが、IEEE 8 0 2 . 1 1 a と B R A N の B C H とは区別可能なことから問題無いとされる。虚部は、ほぼ 0 の値をとる。周波数誤差が生じると虚部が値を持つので、特願平 10 - 3 3 0 2 0 8 号 (特開平 11 - 2 1 5 0 9 7 号公報) に述べられているようにこの値を 0 とするように周波数誤差捕捉が行われる。

【 0 0 4 5 】

なお、図 3 3 に、一般的な同期動作と O F D M 方式の復調動作の流れを示す。すなわち、図 3 3 において、まず最初に行われることは参照シンボルを検出することによる信号の存在検出である。これはただ単に受信信号電力を検出して信号の存在を検出するだけでなく、デジタル通信システムに独自の信号波形のパターンを検出することによりその信号が自分のデジタル通信システムの通信の相手方であることを知ることが特徴となっている。そして、参照シンボルの検出を行った後は、O F D M 方式によりデータの復調を行う。

【 0 0 4 6 】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、従来の各OFDM方式のデジタル通信システムには、以下に述べる2つの問題点がある。

【 0 0 4 7 】

まず、第1の問題点として、もし全てのデジタル通信システムで同一の参照シンボルを使用していたと仮定すると、OFDM方式で信号を復調してからでない異なるデジタル通信システムであることが分からないために、無線端末が無駄な動作を強いられるという欠点が生じる。

【 0 0 4 8 】

また、異なるデジタル通信システム同士のOFDM方式が異なる方式である場合には、フレーム同期はかかるけれどもOFDM方式で信号が復調できないという事態が発生する。その結果、受信機では到来した同期信号が無線ホームリンクのものか、高速無線アクセスのものかが区別できず、ハングアップすることもおきる。

【 0 0 4 9 】

このような事態はデジタル通信システム設計する上で好ましくないため、無線ホームリンクでは従来と異なるフレーム同期信号を用いる必要がある。同様に、フレーム同期信号だけではなく、フレーム内の各パケットに用いるパケット同期信号についても、同様の理由で他のデジタル通信システムとは別の同期符号系列を用いる必要がある。そこで、本発明においては、従来と同様の相関回路を使用して他のデジタル通信システムと区別可能な、新しい同期符号系列の構成が必要である。

【 0 0 5 0 】

一方、第2の問題点は、参照シンボルの長さが異なる点である。IEEE 802.11aやBRAN、HISWANでは、1つのOFDMシンボルの長さが80サンプル、すなわち4マイクロ秒からなり、参照シンボルはその整数倍の長さからなる。すなわち、参照シンボルの長さは320 サンプルからなる。

【 0 0 5 1 】

ところが、無線ホームリンクではOFDMシンボルの長さとして72サンプルを単位とすることが提案されており、その場合、参照シンボルは72サンプルの整数倍であることが好ましい。例えば、4シンボル分を用いるとすると288 サンプル(14.4 マイクロ秒)である。従来の参照シンボルをそのまま使用すると、1.6 マイクロ秒長くなり、伝送効率が落ちるばかりでなく、1シンボル毎に区切って処理を行うことができないために、送信機のタイミング発生機構の構成が複雑になるという問題が生じる。

【 0 0 5 2 】

このため、参照シンボルの長さは14.4マイクロ秒である系列が必要である。しかも、この系列は従来と同一の相関回路で検出できることが、LSI の作成の容易さから好ましい。なぜならば、同じ5 [GHz] 帯を使用するデジタル通信システムであるので、複数のシステムに使用可能な共用機を作ろうとすることが予想される。

【 0 0 5 3 】

その際、使用するデジタル通信システムによって、相関回路の構成が異なってしまうと、LSIの回路規模が大きくなり、LSIの単価が安くない。それだけでなく、もし、共通の相関回路が使用できるならば、共用機だけでなく、シングルモードの装置を作る再にも同一のLSIを使いまわすことができるので、LSIの単価を下げることも期待される。

【 0 0 5 4 】

このように、デジタル通信システムにおいては、従来と同一の相関回路を使用して、全く異なる参照シンボルの構成を区別して検出でき、かつ新しい参照シンボルの長さは3.6 マイクロ秒の整数倍で構成されるような参照シンボルが望まれている。

【 0 0 5 5 】

本発明は以上の点を考慮してなされたもので、異なる通信システムの混在時にも、使用している通信システムの同期信号を適確に検出し得るデータ変調方法及びデータ変調装置並びに通信装置を提案しようとするものである。

【 0 0 5 6 】

【課題を解決するための手段】

かかる課題を解決するため本発明においては、伝送データをデータシンボルにエンコードし、複数の同期パターンA と、当該同期パターンA を位相シフトさせた同期パターンIAとを時系列に、「IA-A-IA-A-A-IA-A-IA-IA」という構造を含むように並べた参照シンボルをデータシンボルに挿入し、当該参照シンボルを挿入したデータシンボルを無線周波数の信号に変調するようにした。

【 0 0 5 7 】

従って、受信機側において、参照シンボルにより、従来の全ての同期符号系列による相関検出パターンとは格別に異なる相関検出パターンを得ることができる。

【 0 0 5 8 】

【発明の実施の形態】

以下図面について、本発明の一実施の形態を詳述する。

【 0 0 5 9 】

(1) 原理

従来と同じ符号系列の繰り返し単位である系列Aと系列Bとを利用する。系列Aの繰り返しパターンを、特別な繰り返しパターンを用いることにより、従来の全ての参照シンボルとは異なる相関検出パターンを得ることができる。これにより、デジタル通信システムの区別を受信機にて行う際に、OFDM方式で信号を復調することなく、参照シンボルの検出時に瞬時に判別することが可能となる。

【 0 0 6 0 】

すなわち、従来の系列Aと系列Bとを用いた新しい符号繰り返しパターンは、「IA-A-IA-A-A-IA-A-IA-IA-C16-C64-C64」（系列Aを用いた参照シンボル）と、「IB-IB-IB-IB-B-B-B-IB-C16-C64-C64」（系列Bを用いた参照シンボル）とである。

【 0 0 6 1 】

これら2種類の組合せが、従来のパターンとは異なる相関出力特性を得る。因

みに、以下の説明においては、「IA-A-IA-A-A-IA-A-IA-IA-C16-C64-C64」を系列（１）と呼び、「IB-IB-IB-IB-B-B-B-B-IB-C16-C64-C64」を系列（２）と呼ぶ。いずれも14.4マイクロ秒と、72サンプルのOFDMシンボルの4シンボル分で構成される。

【0062】

そして、これら系列（A）及び系列（２）の特徴としては、系列（１）では全て繰り返し単位として系列Aを用い、系列Bを用いていない点であり、系列（２）ではその逆に系列Bのみを用いている点である。因みに、IAは同期パターンAを位相シフトした同期パターンの信号波形であることを意味する。また、IBはBの同期パターンを位相シフトした信号波形であることを意味する。

【0063】

さらに、系列Cに関しては他のシステムと同じ波形を利用して、LSIの使いまわしを可能とする。

【0064】

（２）参照シンボルの信号解析

まず、系列（１）の参照シンボルの信号解析結果を説明する。系列（１）のIFFTへの入力パターンは、（４）式の通りであり、その出力波形は図１及び図２に示すように、64サンプルから成る。そして、その波形はA-IA-A-IAなる波形をしており、16サンプルからなるA信号とそれに続くAの反転IAが繰り返し交互に現れる特徴がある。この信号を組み合わせると系列（１）の参照シンボルが構成されている。

【0065】

また、図３に示すように、相関器の出力波形には、２つのピーク波形が現れる。中段の波形をみて分かる通り、相関器の実部の符号はこの２つのピークともに負で、虚部は０である。すなわち、位相でいうと常に180度で一定であり変化が起きない。このように、他のシステムの同期信号とは明らかに区別できる。

【0066】

次に、系列（２）の参照シンボルの信号解析結果を説明する。系列（２）のIFFTへの入力パターンは、（５）式の通りであり、その出力波形は図４及び図

5に示すように、64サンプルから成る。その波形はB-B-B-B なる波形をしており、16サンプルからなるB 信号が繰り返して現れる特徴がある。この信号を組み合わせる系列（2）の参照シンボルが構成されている。

【0067】

また、図6に示すように、相関器の出力波形には、2つのピーク波形が現れる。中段の波形をみて分かる通り、相関器の実部の符号はこの2つのピークともに正で、虚部は0である。すなわち位相でいうと常に0で一定であり変化が起きない。このように、他のシステムの同期信号とは明らかに区別できる。

【0068】

かくして、図7からも明らかなように、系列（1）と（2）を区別することも可能である。

【0069】

ここで、図8（A）及び（B）は参照シンボルの信号の電力波形であり、図8（A）は、系列Aの瞬時電力波形、また、図8（B）は系列Bの瞬時電力波形である。横軸は8倍オーバーサンプルされたサンプル番号、縦軸は平均電力で正規化した電力を〔dB〕であらわしたものである。縦軸の最大値はピークアベレージ比を表す。前半の部分は約2〔dB〕、後半の系列Cに相当する部分は約3〔dB〕である。信号の前半部分はA G C（Automatic Gain Control）の引き込みなどに使用されるため、P A P R（ピークアベレージピークレシオ）が十分低い値に保たれている。前半部のダイナミックレンジは、図8（A）で約5〔dB〕、また、図8（B）で7〔dB〕である。

【0070】

（3）送信機の構成

次に、これらの技術を適用した送信機について、図面を参照しながら説明する。図9は、本発明を適用したタイミングを正確に補足することができる送信機の具体的な構成を示すブロック図である。

【0071】

この送信機においては、図9に示すように、チャンネルエンコーダ11が設けられており、当該チャンネルエンコーダ11には伝送対象のデータ（以下伝送デ

ータという) が供給され、このチャンネルエンコーダ 1 1 の出力は、同期シンボル挿入回路 2 0 に供給される。

【 0 0 7 2 】

同期シンボル挿入回路 2 0 には、例えば、図 1 0 に示すようにマルチプレクサ 2 1 とメモリー 2 2 とが設けられ、マルチプレクサ 2 1 は、チャンネルエンコーダ 1 1 から与えられるエンコードされた伝送データにメモリー 2 2 から読み出された参照シンボルを挿入して直交周波数分割多重 (OFDM) バースト形成回路 1 2 に供給する。

【 0 0 7 3 】

OFDMバースト形成回路 1 2 は、参照シンボルが挿入された伝送データから OFDM方式におけるバーストフレームを形成して、逆高速フーリエ変換 (IFFT) 回路 1 3 に供給する。IFFT回路 1 3 は、バーストフレーム化された伝送データを逆高速フーリエ変換して、同期電力調整回路 3 0 に供給する。

【 0 0 7 4 】

同期電力調整回路 3 0 は、後述するように、参照シンボルを伝送するときに、伝送電力を増大する。そして、同期電力調整回路 3 0 の出力は、同期パターン位相シフト回路 4 0 に供給される。

【 0 0 7 5 】

同期パターン位相シフト回路 4 0 には、例えば、図 1 1 に示すように、シンボルカウンタ 4 1 と、位相シフタ 4 2 と、セレクト回路 4 3 とが設けられており、シンボルカウンタ 4 1 は参照シンボルの所定の同期パターンの位置を検出して、セレクト回路 4 3 に供給する。

【 0 0 7 6 】

位相シフタ 4 2 は、所定の同期パターンの位相をシフトしてセレクト回路 4 3 に供給し、セレクト回路 4 3 は、参照シンボルの位相がシフトされた同期パターンと、同じ参照シンボルの他の同期パターンとを切替えて巡回拡張挿入回路 1 4 に供給する。

【 0 0 7 7 】

巡回拡張挿入回路 1 4 は、伝送データに参照シンボルを挿入して I Q (In-pha

se/Quadrature-phase) 変調器 15 に供給する。IQ 変調器 15 は、参照シンボルが挿入された複素伝送データを、実数伝送データ (I 系列データと Q 系列データ) に変換した後、これらのデータで搬送波を直交変調して無線周波数 (以下、これを RF と呼ぶ) 信号を生成し、これを TX (送信) フィルタ 16 に供給する。

【0078】

TX フィルタ 16 は、帯域制限を行うために RF 信号をフィルタリングして、RF フロントエンド 17 に供給する。これにより、RF フロントエンド 17 は、RF 信号を送信する。

【0079】

このように、この送信機では、参照シンボルを時間領域で挿入する際に必要とされる、より複雑な処理を避けるために、参照シンボルを周波数領域において挿入するようにしている。

【0080】

因みに、参照シンボルの平均電力は、変調されたサブキャリアの数が少ないので、OFDM 方式で変調されたデータシンボルに比べて低い。従って、同期電力調整回路 30 は、OFDM 方式で変調されたデータシンボルの平均電力に一致するように、送信電力を増大させる。

【0081】

具体的には、同期電力調整回路 30 は、例えば、図 12 に示すように、乗算器 31 を有し、(7) 式

【0082】

【数 7】

$$F_{pow} = \sqrt{\frac{N}{N_{sp}}} \quad \dots\dots (7)$$

【0083】

で表される電力調整係数 F_{pow} を、参照シンボルの各サンプルに乗算する。

【 0 0 8 4 】

そして、電力調整後に、同期パターン位相シフト回路 4 0 において、所定の同期パターンの位相が所定量回転される。位相回転量は、例えば 180 度の回転であり、すなわち -1 が乗算される。

【 0 0 8 5 】

(4) 受信機の構成

次に本発明を適用した受信機について説明する。図 1 3 は、本発明を適用した受信機の具体的な構成を示すブロック図である。

【 0 0 8 6 】

この受信機は、RF フロントエンド 5 1 を有し、RF フロントエンド 5 1 で受信された RF 信号は、IQ 復調器 5 2 に供給される。IQ 復調器 5 2 は、RF 信号を復調し、得られる複素受信データを同期回路 6 0 に供給する。

【 0 0 8 7 】

同期回路 6 0 には、例えば、図 1 4 に示すように、周波数補足回路 6 1 と、周波数追跡回路 6 2 と、タイミング補足回路 7 0 と、タイミング追跡回路 6 3 と、タイミング及び周波数訂正回路 6 4 とが設けられている。

【 0 0 8 8 】

また、タイミング補足回路 7 0 には、例えば、図 1 5 に示すように、遅延回路 7 1 と、共役複素関数器 7 2 と、乗算器 7 3 と、遅延回路 7 4 と、加算器 7 5 と、減算器 7 6 と、遅延回路 7 7 と、最大検出回路 7 8 とが設けられている。

【 0 0 8 9 】

遅延回路 7 1 は、IQ 復調器 5 2 からの複素受信データを、 N_{sp} 間、すなわち 1 同期パターン分遅延して共役複素関数器 7 2 に供給する。共役複素関数器 7 2 は、複素受信データの共役複素データを求めて、乗算器 7 3 に供給し、乗算器 7 3 は、複素受信データと、その共役複素データとを乗算し、すなわち上述した (3) 式の演算を行い、得られる乗算データ、すなわち相関値 $R(i)$ を遅延回路 7 4 及び加算器 7 5 に供給する。

【 0 0 9 0 】

遅延回路 7 4 は、乗算データを (8) 式

【 0 0 9 1 】

【数 8】

 $(N - 2 * N_{sp})$

..... (8)

【 0 0 9 2 】

で表される期間遅延して、減算器 7 6 に供給する。この減算器 7 6 には、加算器 7 5 の出力データが供給されており、減算器 7 6 は、この出力データから、遅延回路 7 4 で遅延された乗算データを減算し、得られる減算データを、1 単位の遅延時間を有する遅延回路 7 7 及び最大検出回路 7 8 に供給する。

【 0 0 9 3 】

加算器 7 5 は、乗算器 7 3 からの乗算データと、遅延回路 7 7 で遅延された減算データとを加算して、上述のように、減算器 7 6 に供給する。最大検出回路 7 8 は、減算器 7 6 の出力が最大となるサンプル位置を求め、タイミング追跡回路 6 3 に供給する。

【 0 0 9 4 】

かくして同期が捕捉される。タイミング追跡回路 6 3 は、この捕捉された同期が外れないように監視する。

【 0 0 9 5 】

同期回路 6 0 の出力、例えばバーストフレーム区間を示すフレームタイミング信号やシンボルタイミングを示すパケット同期信号が高速フーリエ変換 (FFT) 回路 5 3 に供給され、FFT 回路 5 3 は、同期回路 6 0 からのタイミング信号に従って、受信データを高速フーリエ変換して、OFDM バースト分解回路 5 4 に供給する。

【 0 0 9 6 】

OFDM バースト分解回路 5 4 は、バーストフレームを外して、データをビットストリームとし、チャンネルデコーダ 5 5 を介して出力する。

【 0 0 9 7 】

すなわち、同期回路 6 0 は、受信データに導入されるタイミング及び周波数のオフセットを演算するとともに、誤差を訂正する。バーストフレームの最初にお

ける初期同期のために、タイミング及び周波数捕捉アルゴリズムが用いられ、一方、タイミング及び周波数追跡アルゴリズムは、次にタイミング及び周波数が捕捉されて更新されるまでの間、タイミング及び周波数を維持するために用いられる。

【0098】

上述のように、本発明に基づき、参照シンボルの構造を変更することによって、タイミング捕捉の精度を非常に高めることができる。最大検出回路78は、この新たな構造の参照シンボルの相関値 $R(i)$ の最大値を検出する。そして、タイミング捕捉が正確に行われると、周波数捕捉も正確に行われる。

【0099】

これらのタイミング及び周波数捕捉機能を保ちつつ、異なる同期符号系列を選別して異なるデジタル通信システムには同期せずに自分の入るべきデジタル通信システムのみに選別して反応する同期符号系列が示された。

【0100】

(5) デジタル通信システムの構成

図16に、デジタル通信システムに用いる送受信機の概略ブロック図を示す。ここではデジタル通信システムの例としてOFDM無線通信システムを例にとる。送信機101には、図9について上述した各機能が備わっている。受信機102は、図13について上述した各機能が備わっている。送信信号と受信信号は、アンテナ共用器103を介してアンテナ104に接続される。このOFDM送受信器が複数ネットワーク状に構成されたOFDM無線通信システムにおける本発明の作用を詳述する。

【0101】

図17は、無線ホームリンクとBRANのデジタル通信システムとが共存したネットワークを示す図である。図みに、フレーム同期符号系列として系列(1)の波形を使用し、パケット同期符号系列として系列(2)の波形を使用することを想定する。

【0102】

1台のハブステーション201は、4ミリ秒の周期でフレーム同期用参照シン

ボルを送信しつづけ、無線ホームリンクのフレーム境界を明確に規定する。ハブステーションはネットワークの制御局として働く。ハブステーション以外の無線送受信器はリーフステーションと呼ばれ、ハブステーションが送信するフレーム同期信号をまず検出し、自分が入るべき制御局を見つける。

【0103】

もし、このリーフステーション202が受信可能な範囲内に他のシステム、例えばBRANシステムの基地局203が存在し、図23について上述したフレーム同期用参照シンボルを送信しつづけていたとする。

【0104】

この場合、無線ホームリンクのリーフステーション202にとって、自分が入るべき制御局は、ハブステーション201であって、BRANシステムの基地局203は自分が入るべき制御局ではない。そこで、リーフステーションは、自分の持つ相関回路を用いてハブステーションのフレーム同期用参照シンボルを識別する。

【0105】

すでに説明したように、図29について上述した相関回路では、無線ホームリンクのフレーム同期用参照シンボル(1)とパケット同期用参照シンボル(2)と、BRANシステムのフレーム同期用参照シンボルが入力されると、相関器の出力波形はそれぞれ図3、図6、図30(b)について上述したように異なる波形であるために、リーフステーション202は、自分が入るべきネットワークのフレーム境界は図3について上述した波形を識別することにより正しくタイミングを知ることができる。

【0106】

以降、所定のタイミングで制御局201の発信する制御情報をOFDM方式で復調し、データの交換を行うことができる。

【0107】

逆に、BRANをはじめ、高速無線アクセスやIEEE 802.11aの端末は、無線ホームリンクのフレーム同期用参照シンボルやパケット同期用参照シンボルを区別することができるので、それぞれお互いのことなるシステム同士で、

信号は受信するけれど、信号の最初に存在する参照シンボルの相関を検出するだけで、自分が復調すべき信号かどうかを判断することができる。

【0108】

自分が必要な信号のみを復調することにより、受信機の動作は簡潔となり、消費電力の低下やシステムの誤動作、相互干渉などの問題を低減させることができる。

【0109】

(6) 本実施の形態の動作及び効果

以上の構成において、デジタル通信システムでは、送信機において、同期パターン位相シフト回路40から、参照シンボルの位相がシフトされた同期パターンと、同じ参照シンボルの他の同期パターンとを切替えて巡回拡張挿入回路14に送出し、当該巡回拡張挿入回路14において、「IA-A-IA-A-A-IA-A-IA-IA」の構造を含む系列(1)及び又は「IB-IB-IB-IB-B-B-B-B-IB」の構造を含む系列(2)の参照シンボルを伝送データに挿入した後、その伝送データを送信するようにした。

【0110】

従って、このデジタル通信システムでは、従来の全てのデジタル通信システムで使用されていた参照シンボルとはパターンの異なる参照シンボルを使用するため、フレーム同期符号系列及び又はパケット同期符号系列を確実に識別することができる。

【0111】

また、参照シンボルを72サンプルのOFDMシンボルの整数倍(4シンボル分)というきりのよい長さにしたため、伝送効率が落ちることを防止することができると共に、送信器側のタイミング発生機構の構成が複雑になることを防止することができる。

【0112】

さらに、参照シンボルをIFFTにより得られる系列A、系列B及び系列Cを用いて発生させるため、従来のデジタル通信システムと同一の相関回路を用いてデジタル通信システムを識別することができる。これに加えて、同一のLS

Iを用いて、IEEE 802.11aと無線ホームリンクの両用装置を作る際に共通の回路を用いることができるので、大変便利である。端末部品のコスト削減、LSIの量産効果による単価減少が期待できる

以上の構成によれば、送信機において、参照シンボルの位相がシフトされた同期パターンと、同じ参照シンボルの他の同期パターンとを切替えて「IA-A-IA-A-A-IA-A-IA-IA」の構造を含む系列(1)及び又は「IB-IB-IB-IB-B-B-B-B-IB」の構造を含む系列(2)の参照シンボル発生させ、これを伝送データに挿入して送信するようにしたことにより、従来の全てのデジタル通信システムで使用されていた参照シンボルとはパターンの異なる参照シンボルを使用する分、フレーム同期符号系列及び又はパケット同期符号系列を確実に識別することができ、かくして、異なる通信システムの混在時にも、使用している通信システムの同期信号を適確に検出することができる。

【0113】

(7) 他の実施の形態

なお、上述の実施の形態においては、系列(1)及び系列(2)を用いた参照シンボルをOFDM方式のデジタル通信システムに使用するようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、参照シンボルを無線通信システムや一般のデジタル通信システムの同期信号として使用するようにしても良く、その場合にも上述した実施の形態と同様の効果を得ることができる。また、5 [GHz] 帯のデジタル通信システムだけではなく、すべての無線通信システムの同期信号としても使用することができる。

【0114】

また、上述の実施の形態においては、64ポイントのIFFTを用いるようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、256ポイント等のように、他のポイント数のIFFTを用いるようにしても良く、この場合も上述した実施の形態と同様の効果を得ることができる。

【0115】

さらに、上述の実施の形態においては、系列(1)を用いた参照シンボルの同期パターンの位相関係を「IA-A-IA-A-A-IA-A-IA-IA-C」とした場合について述

べたが、本発明はこれに限らず、位相を完全に反転させたデータ系列「A-IA-A-IA-IA-A-IA-A-A-C」としても良い。また、系列(2)を用いた参照シンボルについても、同様に、「IB-IB-IB-IB-B-B-B-B-IB-C」とした位相関係を、位相を完全に反転させたデータ系列「B-B-B-B-IB-IB-IB-IB-B-C」としても良い。

【0 1 1 6】

さらに、上述の実施の形態においては、C領域のデータ系列を「C16-C64-C64」とした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、「C32-C64-C64」や、「C32-C64」、また、「C16-C64」や、「C8-C64-C64」、さらには、「C8-C64」等のように、C系列のデータ系列としては、種々の組み合わせのデータ系列を用いることができる。

【0 1 1 7】

さらに、上述の実施の形態において、系列Aのサブキャリアは、 i を整数として $(4*i+2)$ 番目毎に値をもつ。すなわち、「-22,-18,……,-2,+2,+6,……,+22」、又は「-26,-22,-18,……,-2,+2,+6,……,+22,+26」となる。このような係数をIFFTに入力すると、IFFTの出力波形は必ず「A-IA-A-IA」の形となる。従って、系列(1)のSAの値は上述した(4)式とは限らず、 $(4*i+2)$ 番目毎に値をもつものであれば良い。

【0 1 1 8】

さらに、上述の実施の形態において、系列Bのサブキャリアは、 i を0でない整数として $(4*i)$ 番目毎に値をもつ。すなわち「-24,-20,……,-4,+4,+8,……,+24」となる。このような係数をIFFTに入力すると、IFFTの出力波形は必ず「B-B-B-B」の形になる。従って、系列(2)のSBの値は、上述した(5)式とは限らず、 $(4*i)$ 番目毎に値をもつものであれば良い。

【0 1 1 9】

【発明の効果】

上述のように本発明によれば、伝送データをデータシンボルにエンコードし、複数の同期パターンAと、当該同期パターンAを位相シフトさせた同期パターンIAとを時系列に、「IA-A-IA-A-A-IA-A-IA-IA」という構造を含むように並べた参照シンボルをデータシンボルに挿入し、当該参照シンボルを挿入したデータシン

ボルを無線周波数の信号に変調するようにしたことにより、受信機側において、参照シンボルにより、従来の全ての同期符号系列による相関検出パターンとは格別異なる相関検出パターンを得ることができ、かくして、異なる通信システムの混在時にも、使用している通信システムの同期信号を適確に検出することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明による系列（1）を用いた参照シンボルの構成を示す略線的概念図である。

【図 2】

系列（1）を用いた参照シンボルの波形を示す略線図である。

【図 3】

系列（1）の参照シンボルに対する相関器出力の波形を示す略線図である。

【図 4】

本発明による系列（2）を用いた参照シンボルの構成を示す略線的概念図である。

【図 5】

系列（2）を用いた参照シンボルの波形を示す略線図である。

【図 6】

系列（2）の参照シンボルに対する相関器出力の波形を示す略線図である。

【図 7】

相関出力波形の違いの説明に供する略線図である。

【図 8】

参照シンボルの電力波形の説明に供する略線図である。

【図 9】

送信機の回路構成を示すブロック図である。

【図 10】

同期シンボル挿入回路の構成を示すブロック図である。

【図 1 1】

同期パターン位相シフト回路の構成を示すブロック図である。

【図 1 2】

乗算器の構成を示すブロック図である。

【図 1 3】

受信機の回路構成を示すブロック図である。

【図 1 4】

同期回路の構成を示すブロック図である。

【図 1 5】

タイミング補足回路の構成を示すブロック図である。

【図 1 6】

送受信機の回路構成を示すブロック図である。

【図 1 7】

無線ホームリンクのネットワークの形態の説明に供するブロック図である。

【図 1 8】

バーストフレームのフォーマットを示す略線図である。

【図 1 9】

従来の参照シンボルのフォーマットを示す略線図である。

【図 2 0】

相関値を算出する回路の構成を示すブロック図である。

【図 2 1】

IEEE 802. 11 a の参照シンボルの構成を示す略線図である。

【図 2 2】

IEEE 802. 11 a の参照シンボルの波形を示す略線図である。

【図 2 3】

BRAN における BCH 用の参照シンボルの構成を示す略線図である。

【図 2 4】

BRAN における BCH 用の参照シンボルの波形を示す略線図である。

【図 2 5】

BRANにおけるUL用の参照シンボルの構成を示す略線図である。

【図 2 6】

BRANにおけるUL用の参照シンボルの波形を示す略線図である。

【図 2 7】

高速無線アクセスシステムにおけるUL用の参照シンボルの構成を示す略線図である。

【図 2 8】

高速無線アクセスシステムにおけるUL用の参照シンボルの波形を示す略線図である。

【図 2 9】

相関器の構成を示すブロック図である。

【図 3 0】

各参照シンボルに対する相関器出力の波形を示す略線図である。

【図 3 1】

各参照シンボルに対する相関器出力の波形を示す略線図である。

【図 3 2】

相関出力波形の違いの説明に供する略線図である。

【図 3 3】

一般的な同期動作とOFDM復調動作の流れの説明に供する略線図である。

【符号の説明】

1 1 ……チャンネルエンコーダ、1 2 ……OFDMバースト形成回路、1 3 ……IFFT、1 4 ……巡回拡張挿入回路、1 5 ……IQ変調器、1 6 ……TXフィルタ、1 7 ……RFフロントエンド、2 0 ……同期シンボル挿入回路、3 0 ……同期電力調整回路、4 0 ……同期パターン位相シフト回路。

【書類名】 図面

【図 1】

WHL(1) : A16x9 + C16+C64x2



図1 本発明による系列(1)を用いた参照シンボルの構成

【図 2】

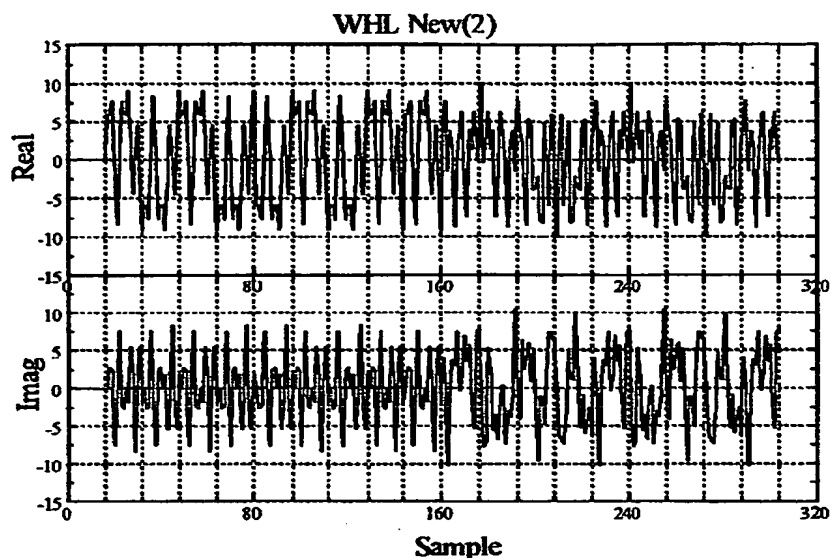


図2 系列(1)を用いた参照シンボルの波形

【図 5】

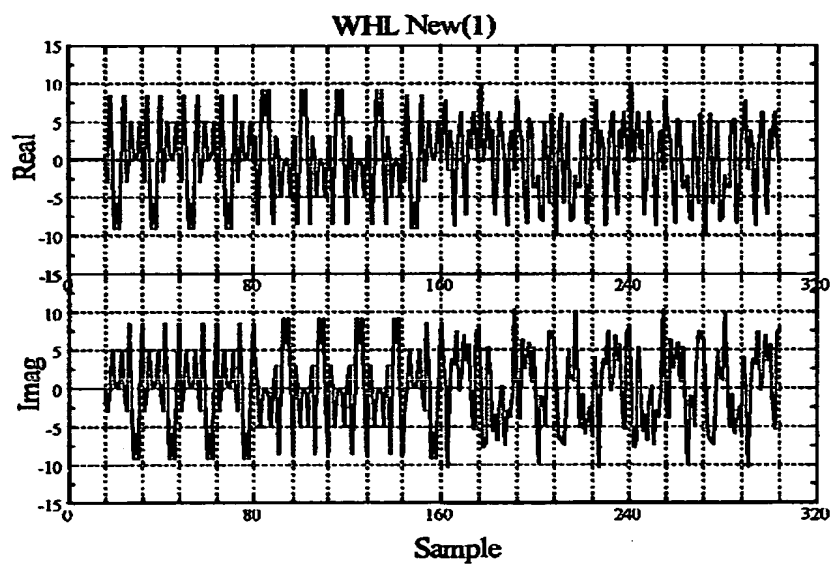


図5 系列(2)を用いた参照シンボルの波形

【図 3】

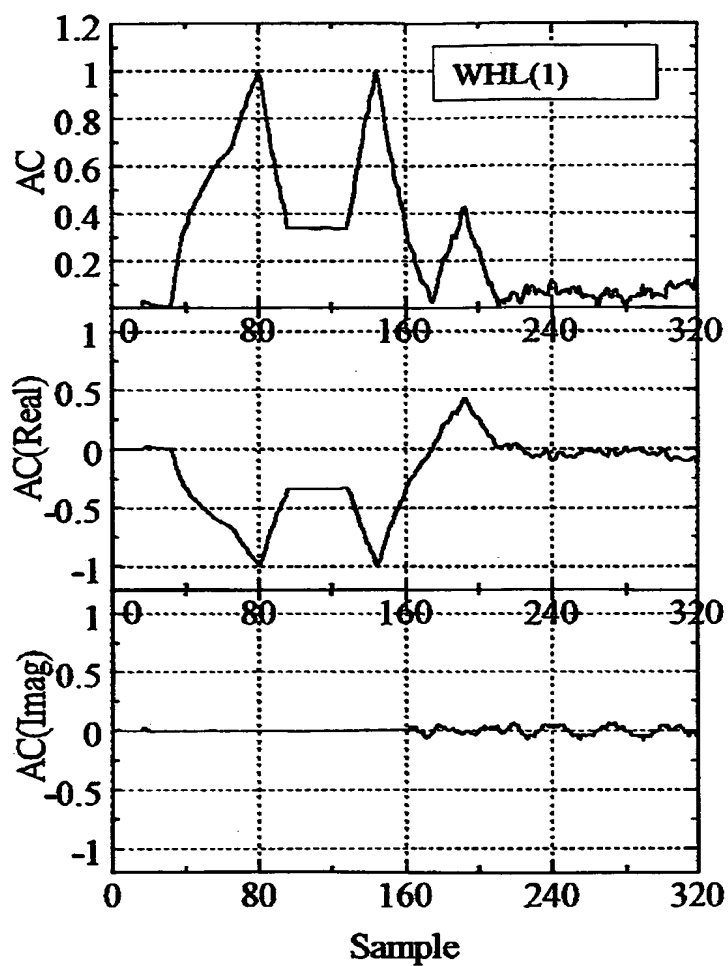


図3 系列(1)の参照シンボルに対する相関器出力の波形

【図 4】

WHL (2) : B16x9 + C16+C64x2



図 4 本発明による系列(2)を用いた参照シンボルの構成

【図6】

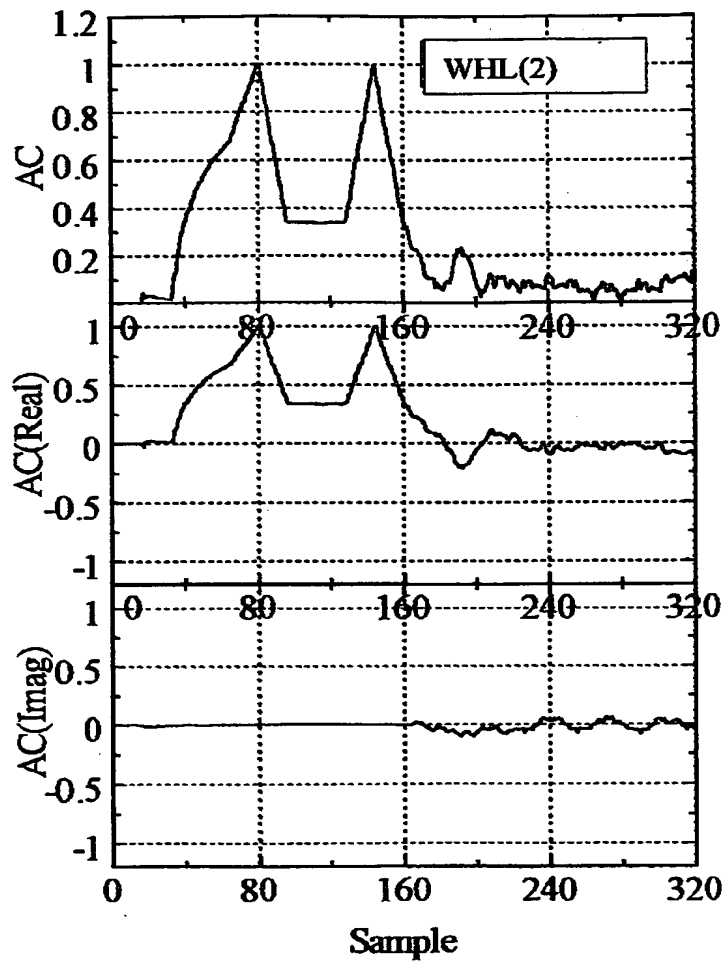


図6 系列(2)の参照シンボルに対する相関器出力の波形

【図 7】

参照シンボル	系列 (1)	系列 (2)
ピークの数	2	2
実部の符号	→→→	+→+

図 7 相関出力波形の違い

【図 1 0】

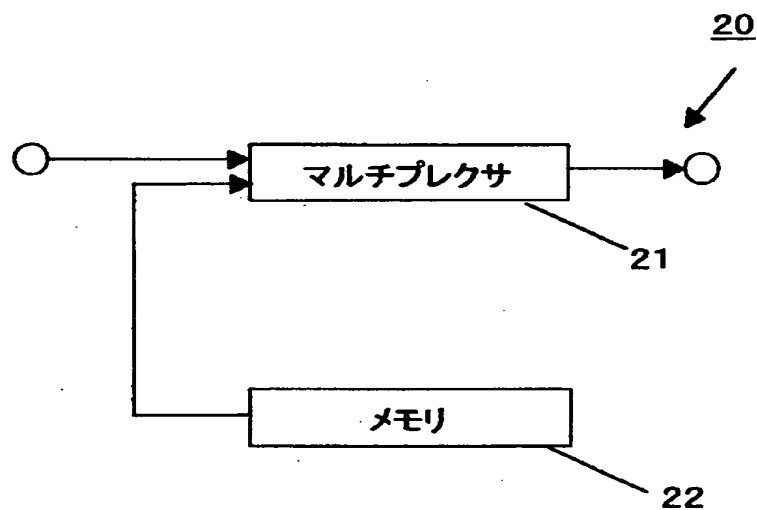


図10 同期シンボル挿入回路の構成

【図 8】

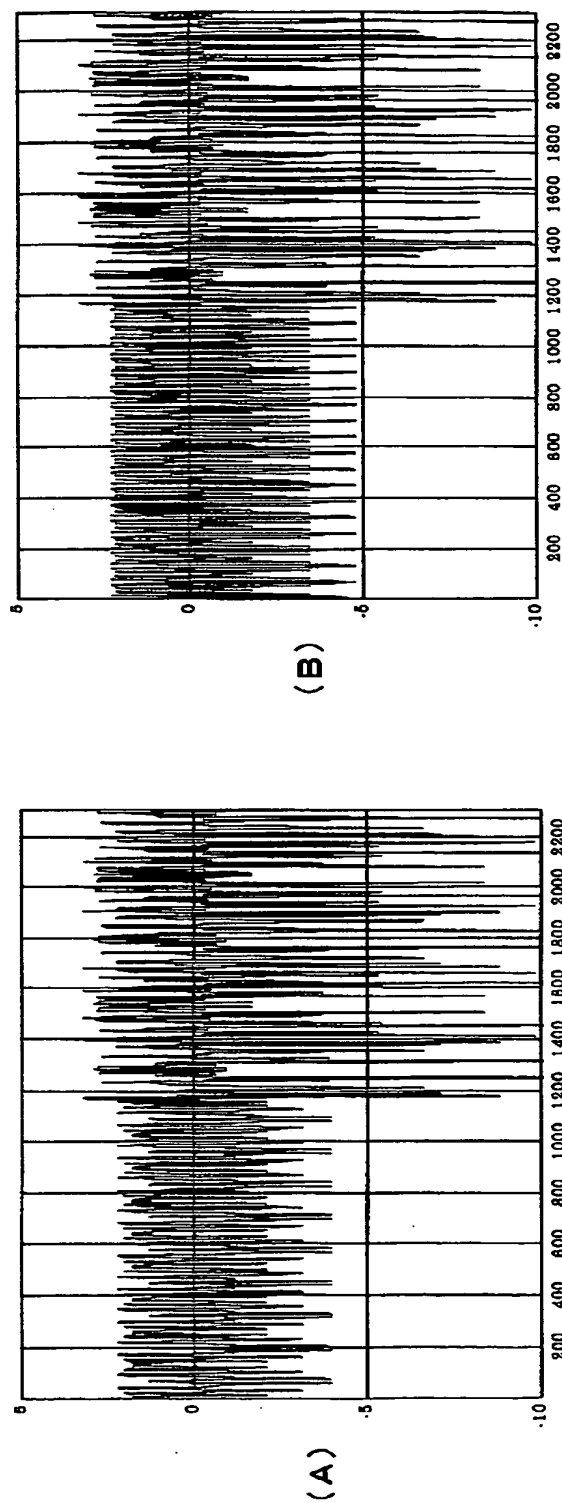


図 8 参照シンボルの電力波形

【図9】

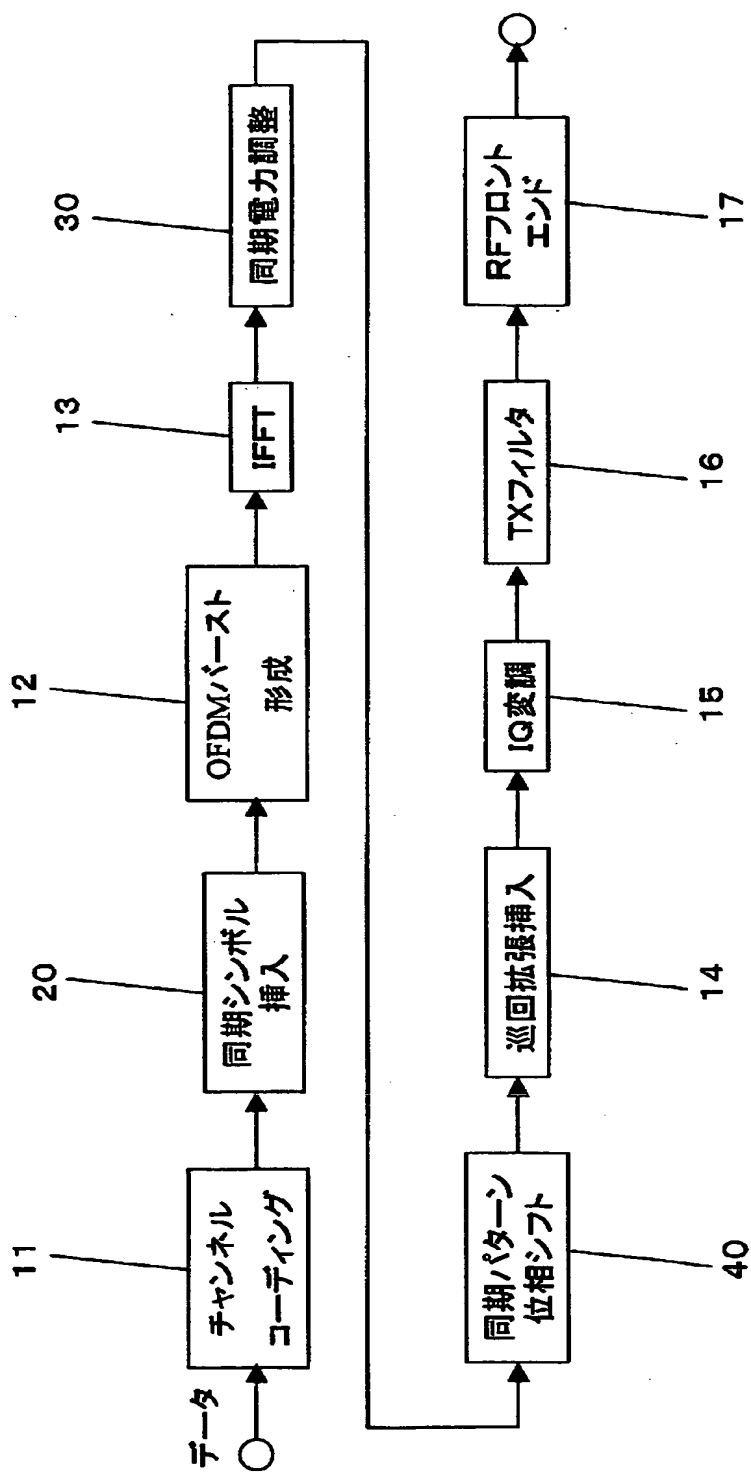


図9 送信機の回路構成

【図 1 1】

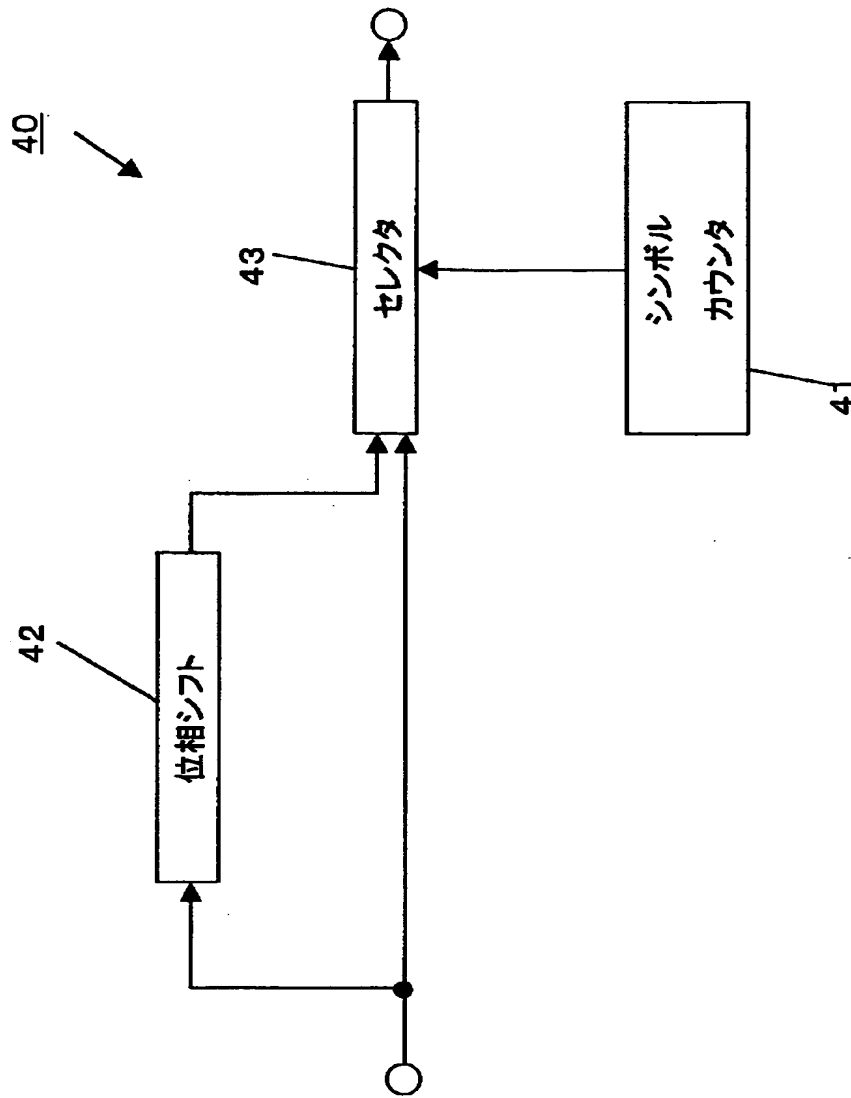


図 1 1 同期パターン位相シフト回路の構成

【図 1 2】

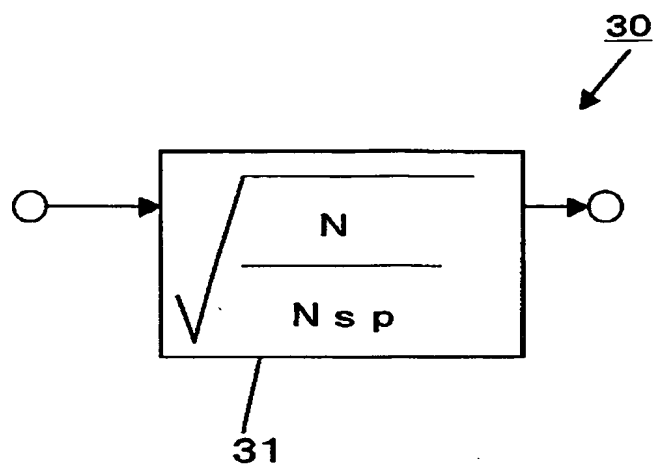


図12 乗算器の構成

【図 3 3】

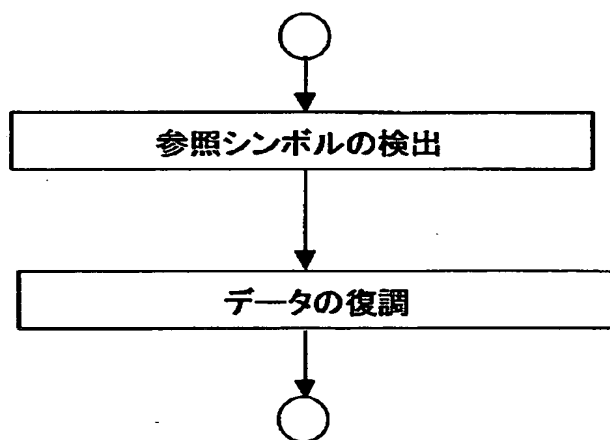


図33 一般的な同期動作とOFDM復調動作の流れ

【図13】

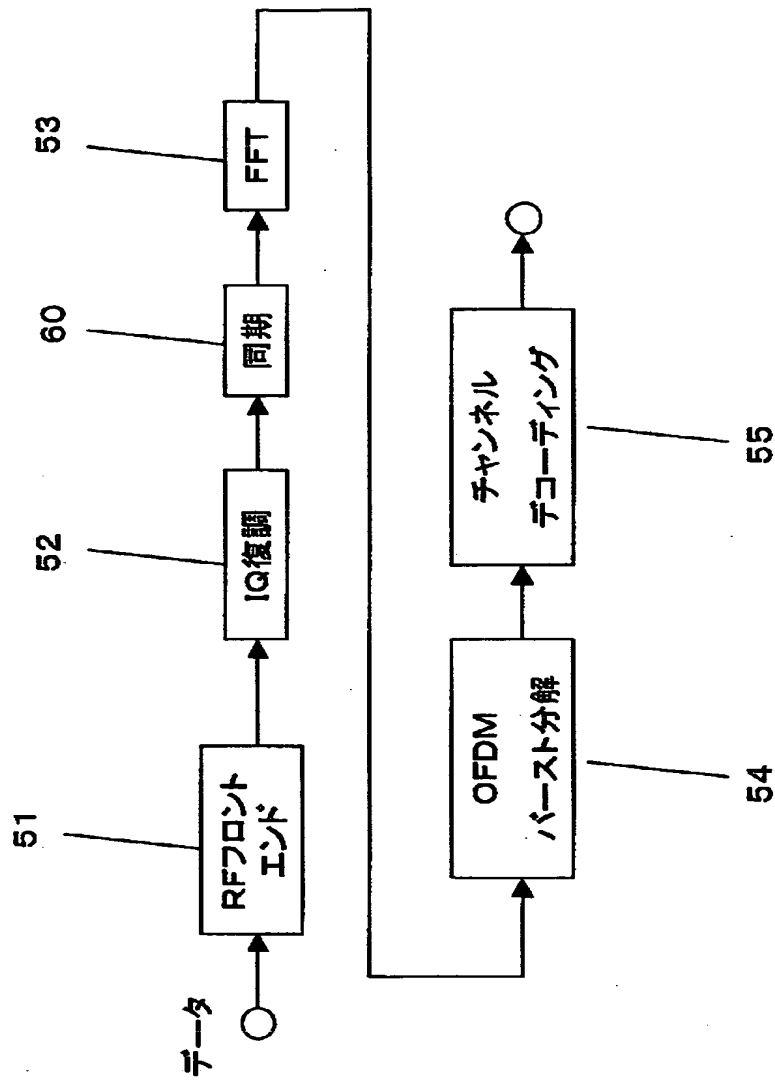


図13 受信機の回路構成

【図 1 4】

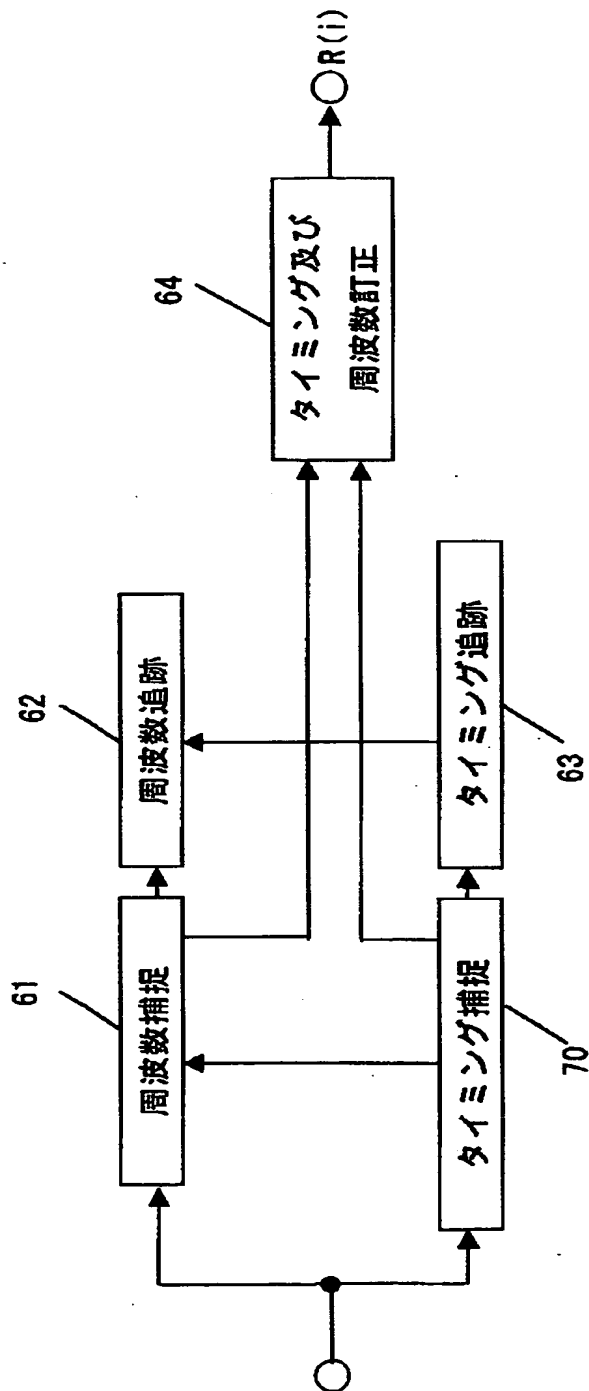


図 1 4 同期回路の構成

【図15】

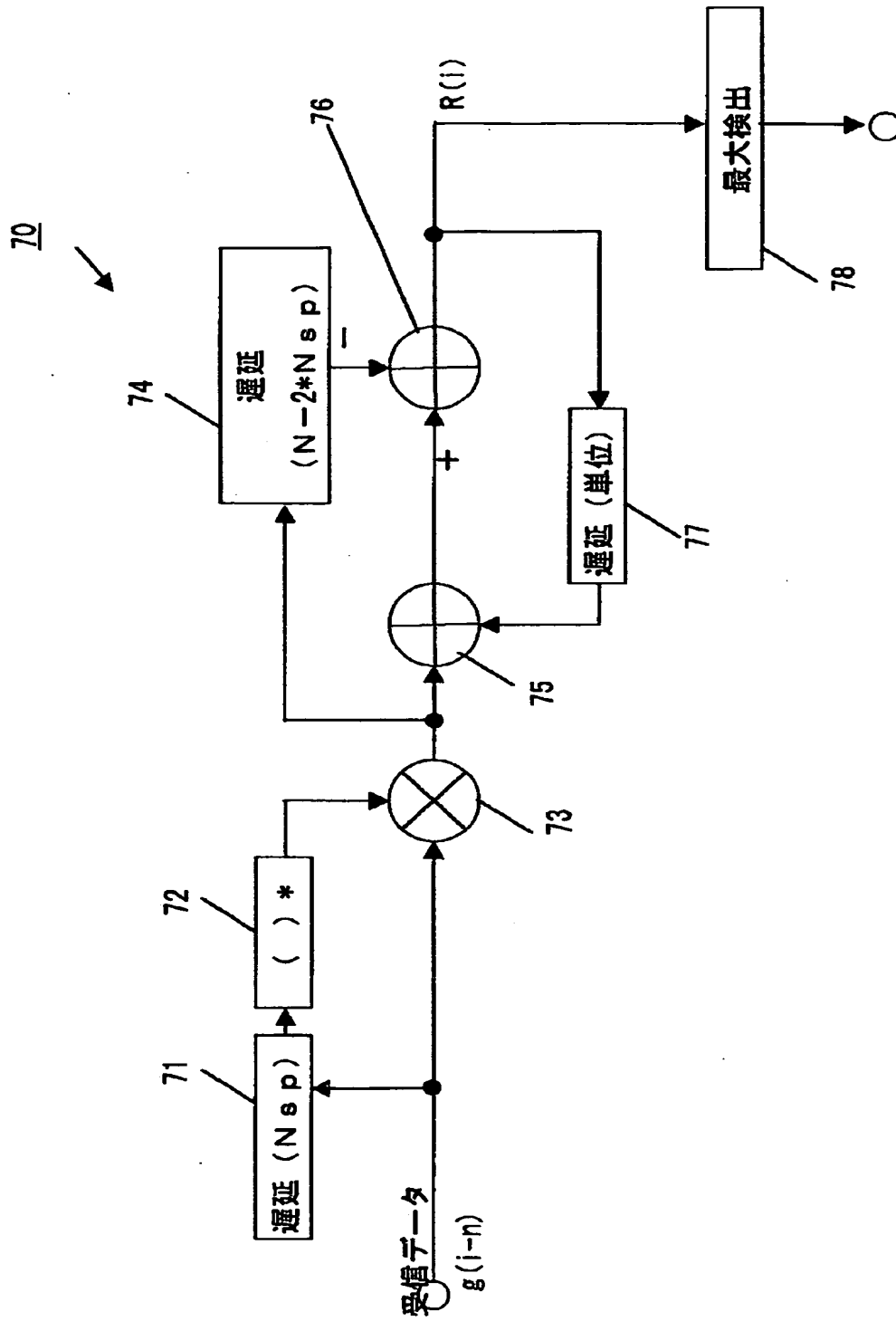


図15 タイミング補足回路の構成

【図16】

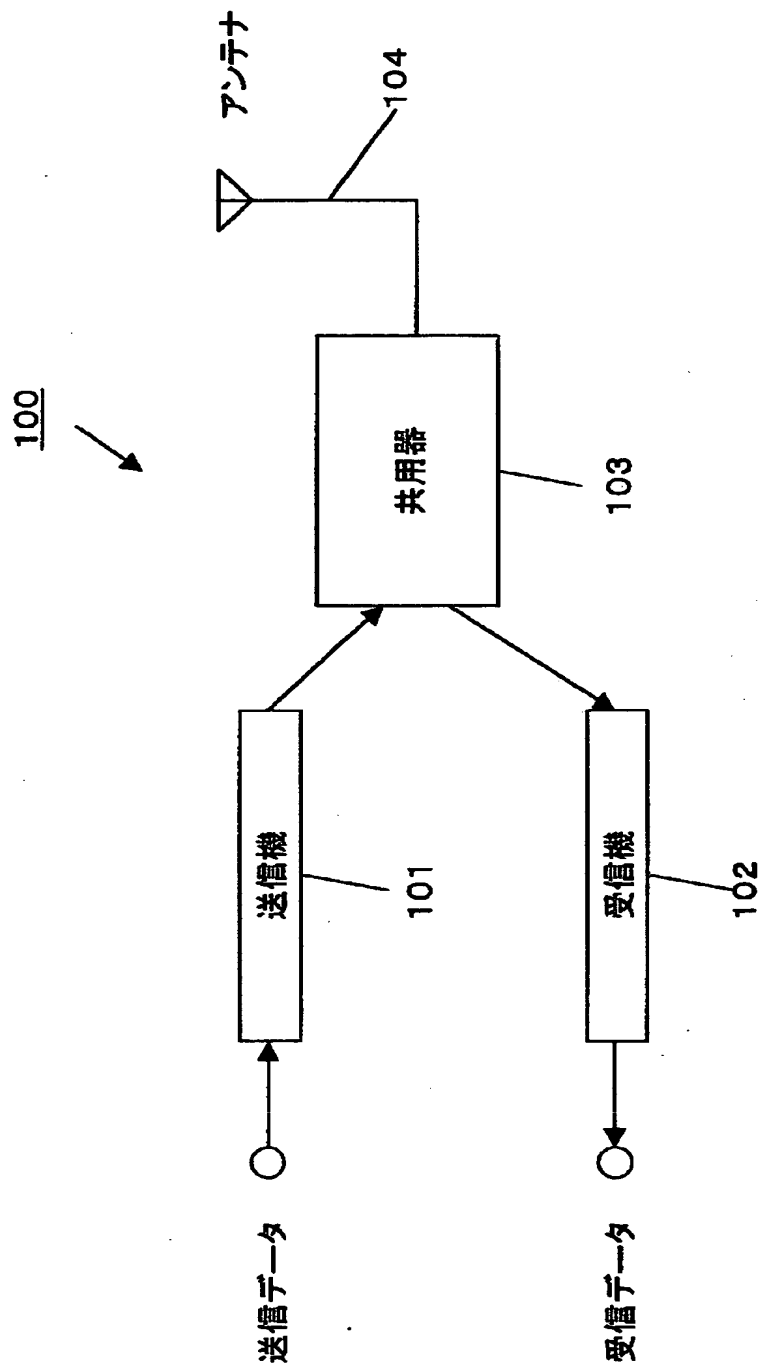


図16 送受信機の回路構成

【図17】

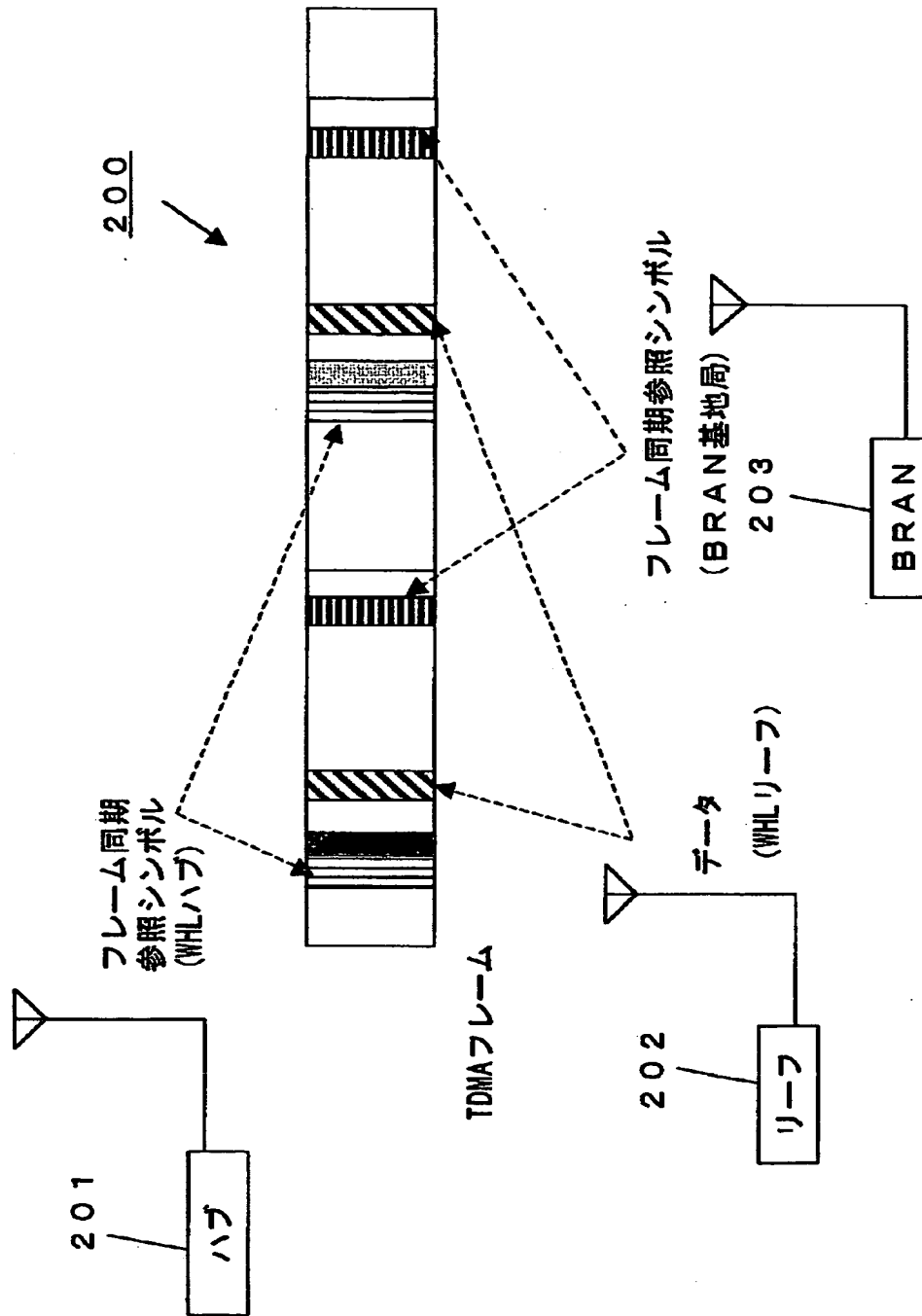


図17 無線ホームリンクのネットワークの形態

【図 18】

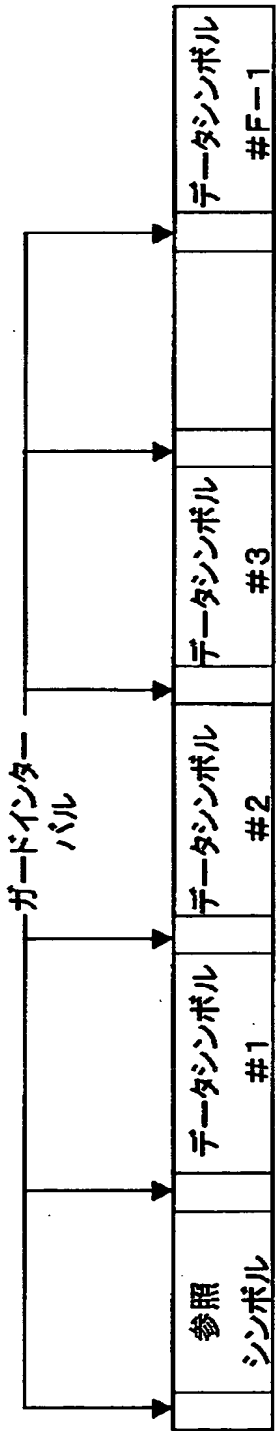


図18 バーストフレームのフォーマット

【図 1 9】

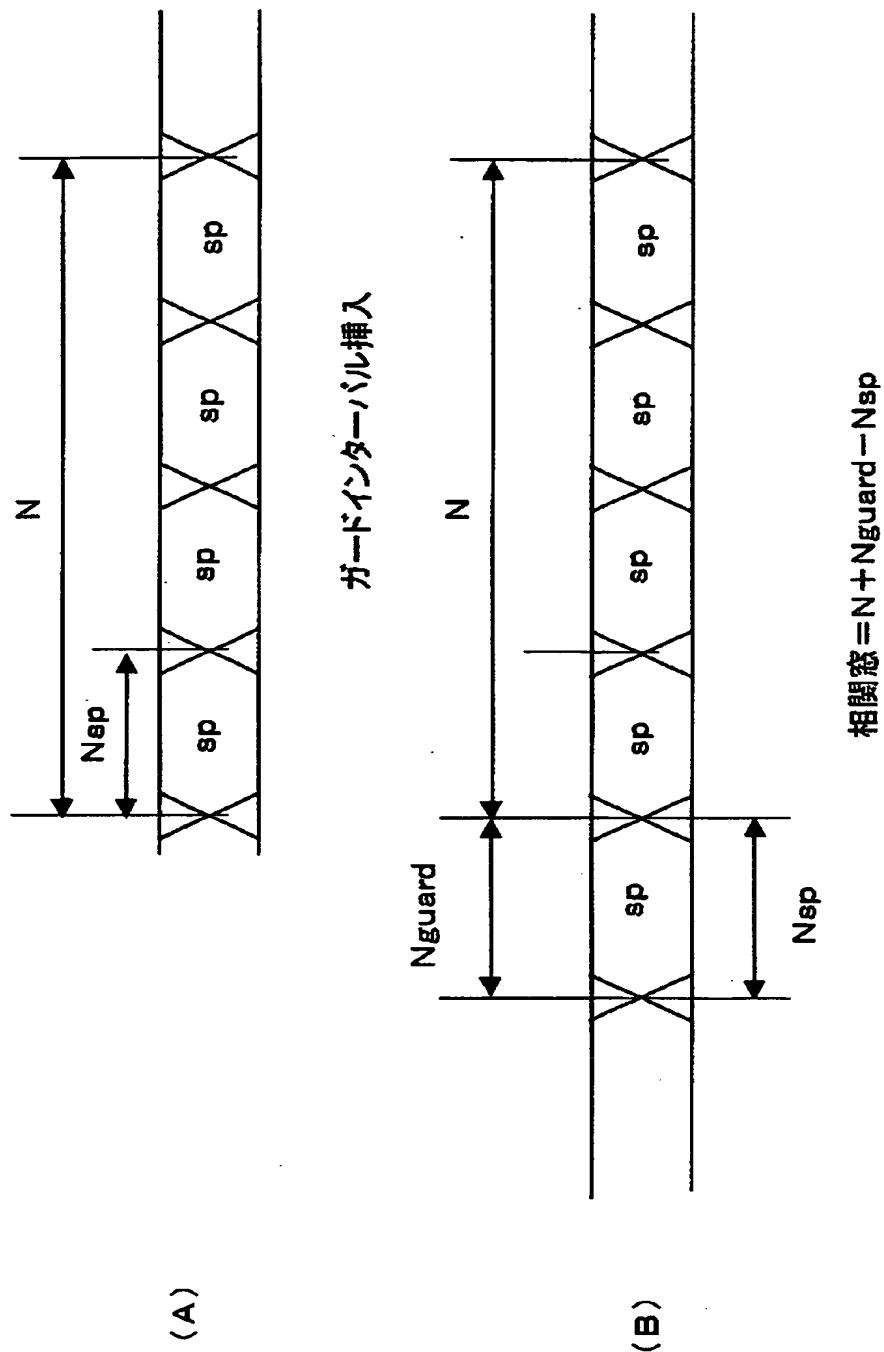


図19 従来の参照シンボルのフォーマット

【図 2 0】

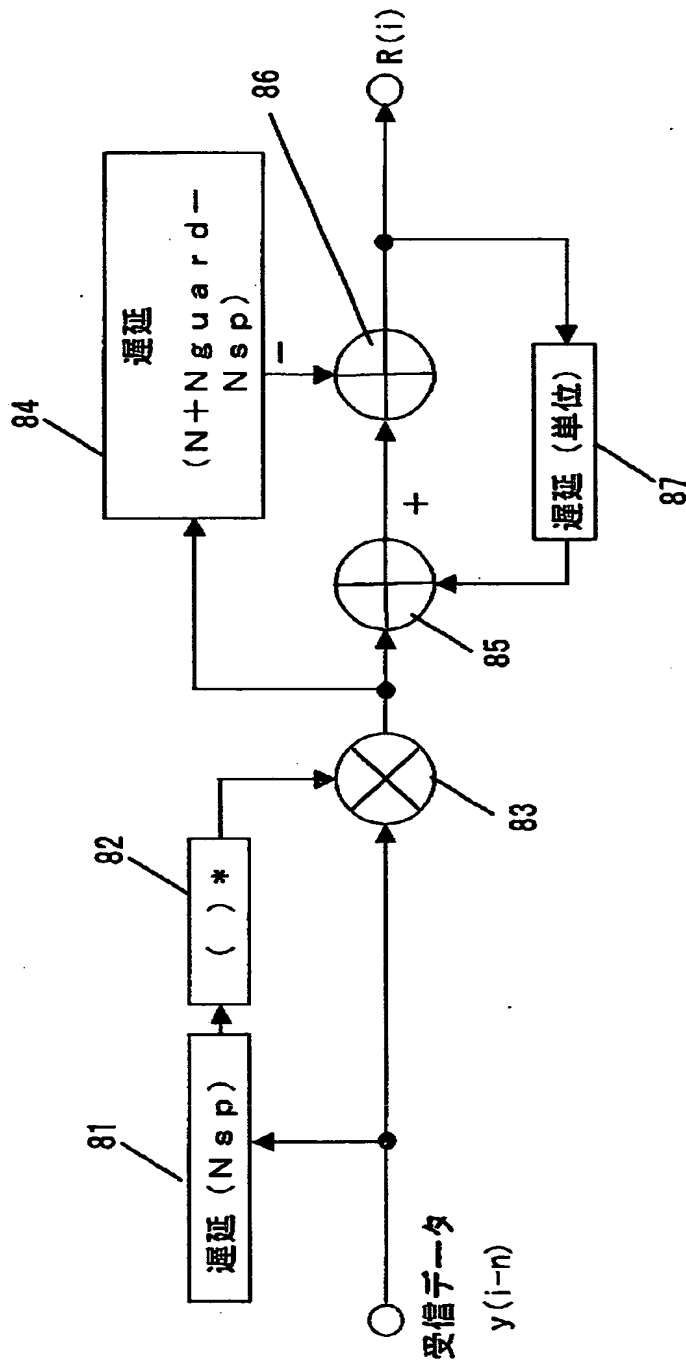


図 20 相関値を算出する回路の構成

【図 2 1】

IEEE802.11a : B16x10 + C32+C64x2



図 21 IEEE802.11aの参照シンボルの構成

【図 2 2】

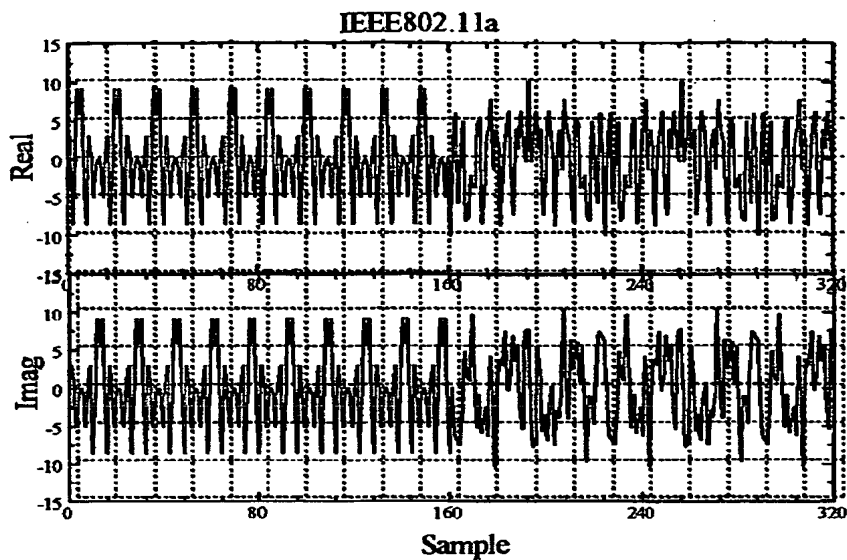


図22 IEEE802.11aの参照シンボルの波形

【図 2 4】

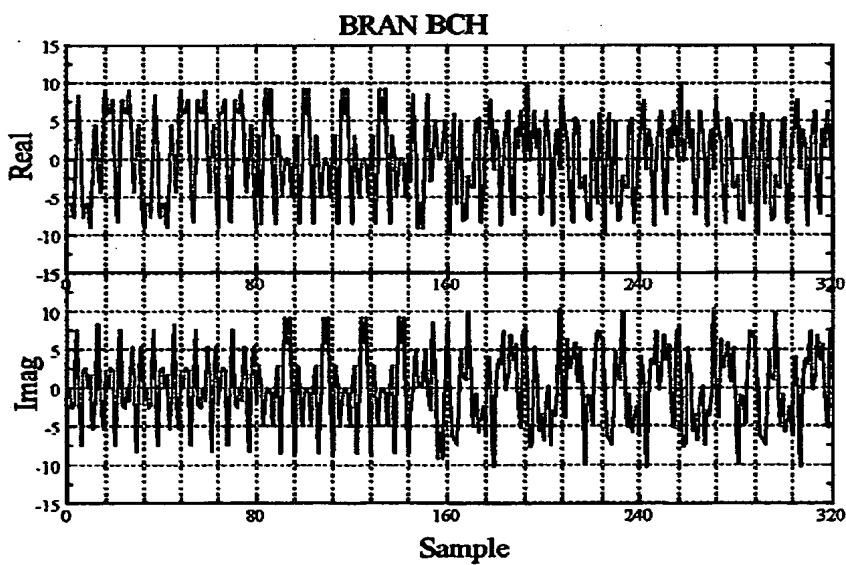


図24 BRANにおけるBCH用の参照シンボルの波形

【図 23】

BRAN BCH : $A16 \times 5 + B16 \times 5 + C32 + C64 \times 2$

A16	IA16	A16	IA16	IA16	B16	B16	B16	B16	B16	IB16	C32	C64	C64
-----	------	-----	------	------	-----	-----	-----	-----	-----	------	-----	-----	-----

図23 BRANにおけるBCH用の参照シンボルの構成

【図 25】

BRAN UL : B16x10 + C32+C64x2



図25 BRANにおけるUL用の参照シンボルの構成

【図 26】

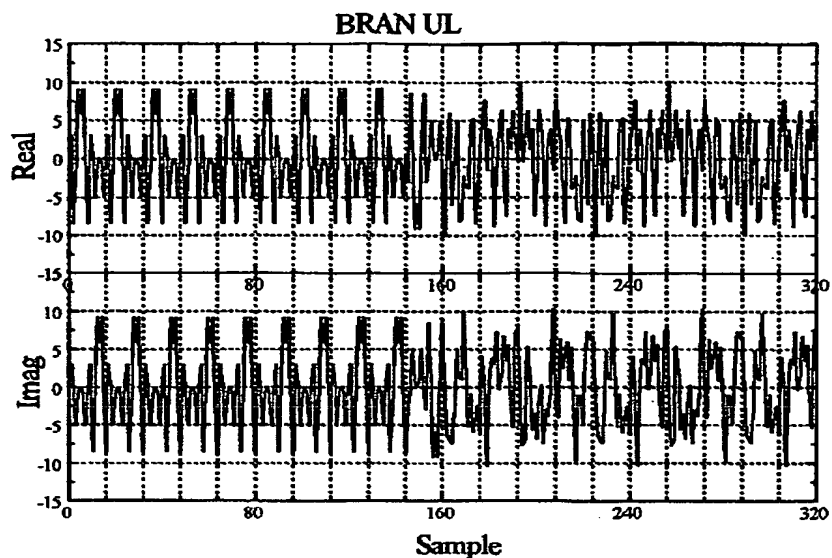


図26 BRANにおけるUL用の参照シンボルの波形

【図 28】

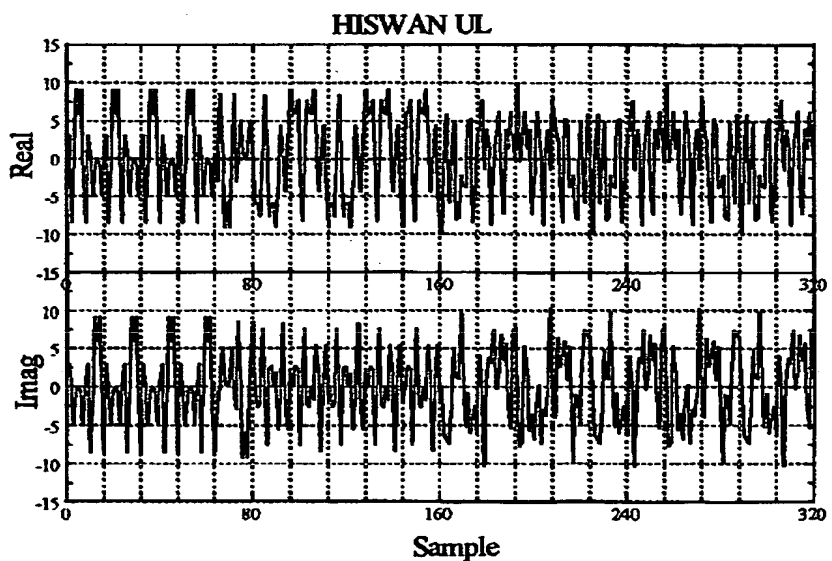


図28 高速無線アクセスシステムにおけるUL用の参照シンボルの構成

【図 2 7】

HISWAN UL : B16x5 + A16x5 + C32+C64x2

B16	B16	B16	B16	B16	IB16	A16	A16	A16	A16	A16	IA16	IA16	IA16	C32	C64	C64
-----	-----	-----	-----	-----	------	-----	-----	-----	-----	-----	------	------	------	-----	-----	-----

図 2 7 高速無線アクセスシステムにおけるUL用の参照シンボルの構成

【図 29】

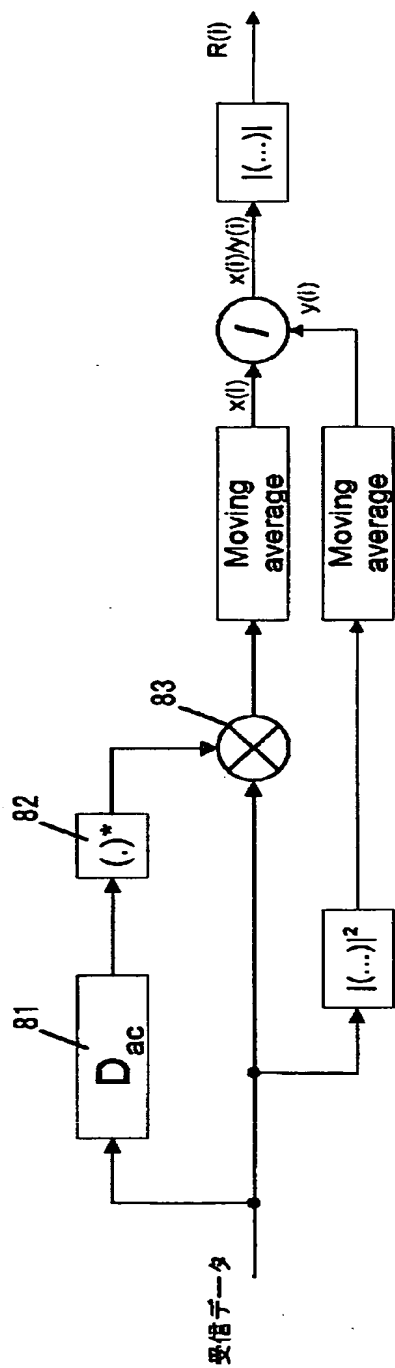


図29 相関器の構成

【図30】

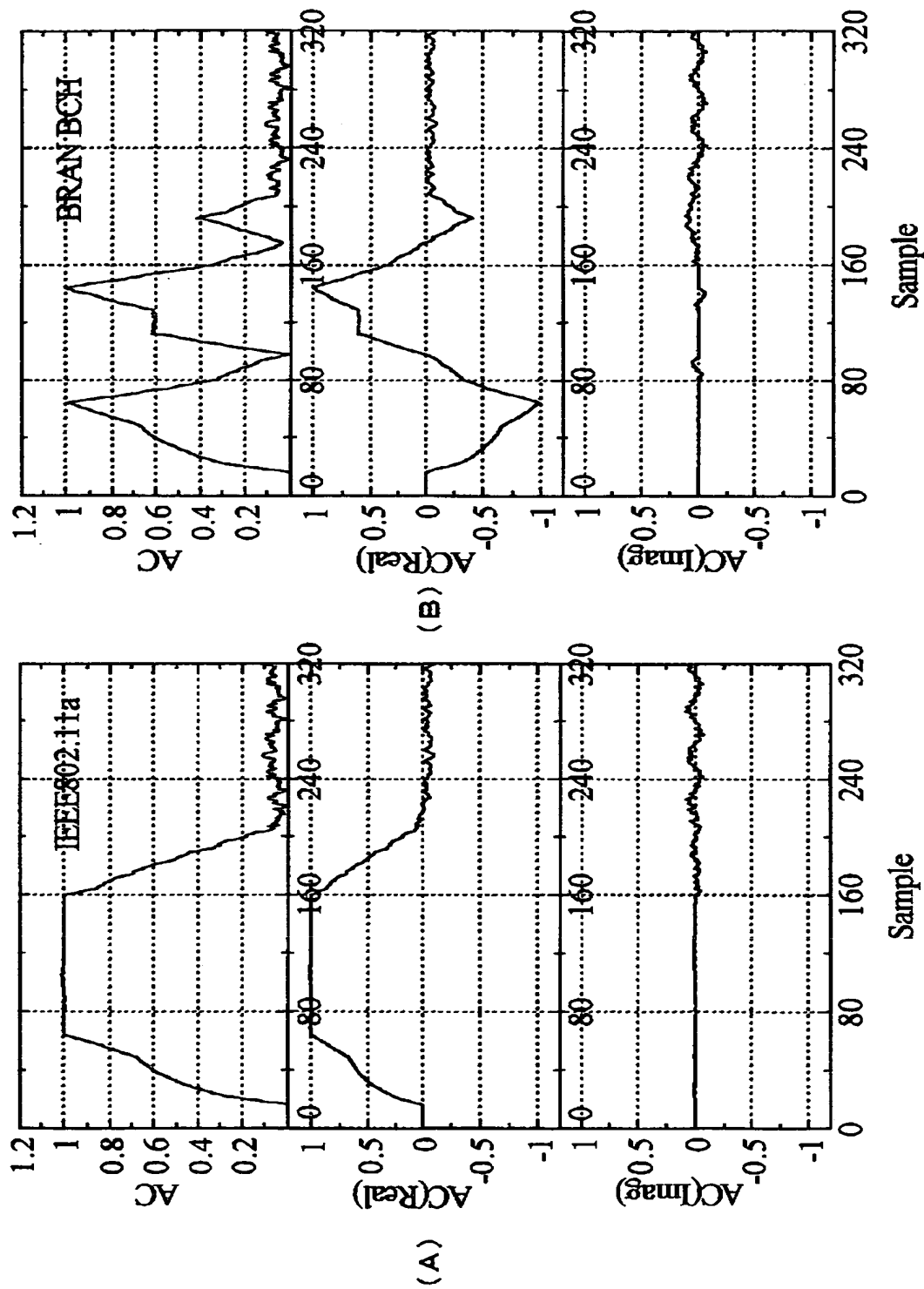


図30 各参照シンボルに対する相関器出力の波形

【図 3 1】

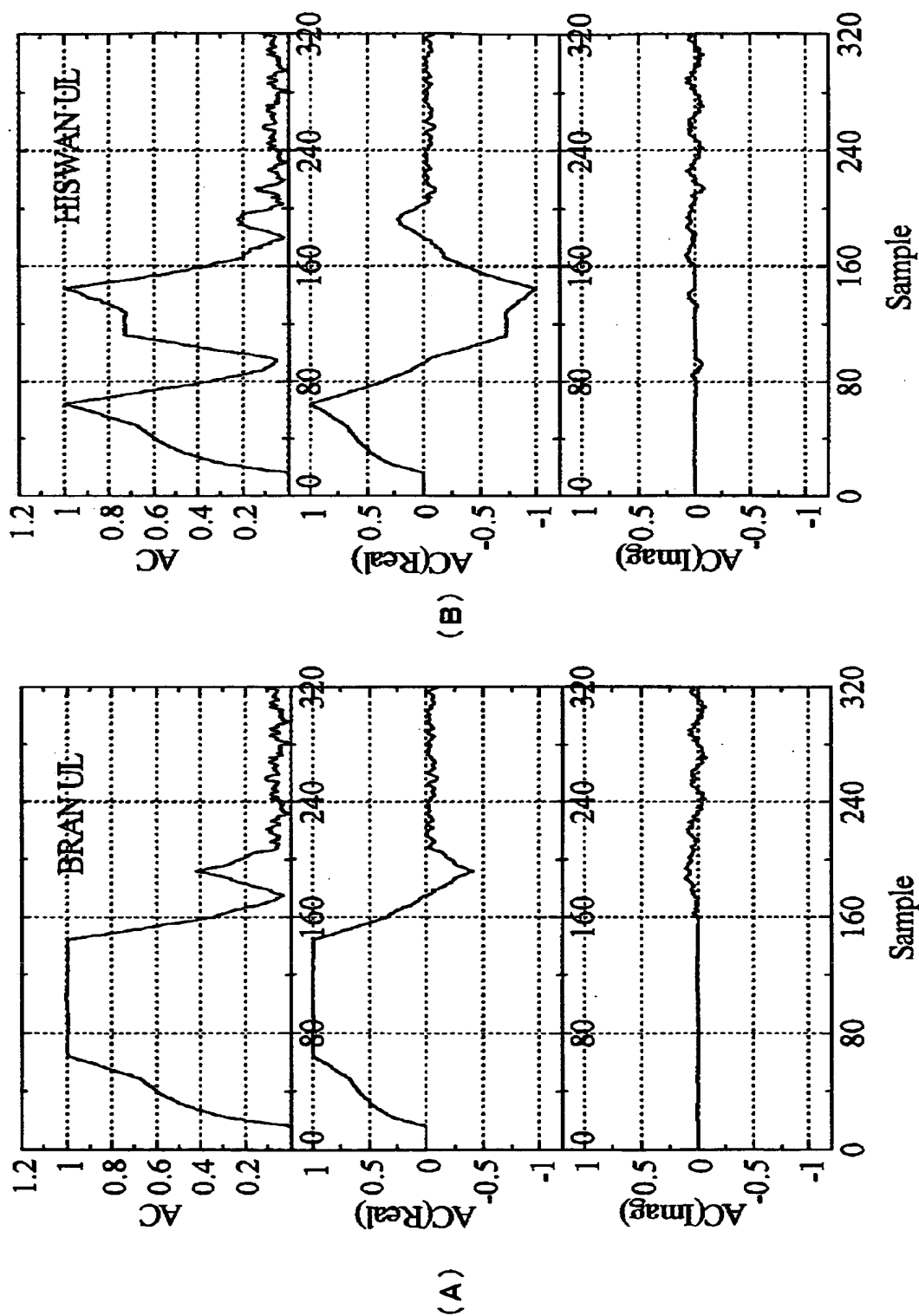


図31 各参照シンボルに対する相関器出力の波形

【図 3 2】

参照シンボル	IEEE802.11a	BRAN BCH	BRAN UL	HISWAN UL
ピークの数	1 (平坦)	2	1 (平坦)	2
実部の符号	+	→→+	+	→→-

図 3 2 相関出力波形の違い

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】

異なる通信システムの混在時にも、使用している通信システムの同期信号を適確に検出する。

【解決手段】

本発明は、同期及びトレーニングプリアンプルに関する発明であり、「IA-A-I A-A-A-IA-A-IA-IA」という構造を含むように最適化した参照シンボルをOFDMシンボルのサブキャリアに割り当てた。すなわち、時間同期の正確さを保ちつつ、時間領域のプリアンプルの構成を工夫することにより他の通信システムとの区別を確実に行之得るようにした。また、OFDMを用いる同期シンボルのピーク・アベレージ比及びダイナミックレンジが低い系列を採用した。従来のシステムに用いられる同期プリアンプルの発生装置及び検出装置をそのまま使用して発生及び検出ができるため、LSIチップの汎用性が増すメリットがある。従来A、Bの2部分に分かれていた同期系列を1つのB領域にして単純な構成とした。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 2 1 8 5]

1. 変更年月日 1 9 9 0 年 8 月 3 0 日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都品川区北品川6丁目7番35号

氏 名 ソニー株式会社

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [598094506]

1. 変更年月日 1998年 6月30日
[変更理由] 新規登録
住 所 ドイツ連邦共和国 ディー-50829 ケルン フーゴ エ
ックナー シュトラーセ 20
氏 名 ソニー インターナショナル (ヨーロッパ) ゲゼルシャフ
ト ミット ベシュレンクテル ハフツング
2. 変更年月日 2000年 7月 7日
[変更理由] 住所変更
住 所 ドイツ連邦共和国 10785 ベルリン ケンパーブラッツ
1
氏 名 ソニー インターナショナル (ヨーロッパ) ゲゼルシャフ
ト ミット ベシュレンクテル ハフツング